ANNO XLI - 1969 - Abb. Postale - Gruppo III
l'antenna
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
NUMERO
4
LIRE 500

4

dott. ing. Alessandro Banfi

L'Italia e il suo orientamento per la TV a colori

Ed eccoci a riparlare delle nostra TV a colori.

Dopo molte polemiche e discussioni in merito all'introduzione in Italia di un regolare servizio di TV a colori, o per lo meno alla adozione ufficiale da parte del Governo italiano del sistema PAL già adottato da Germania, Inghilterra e Svizzera, non avevamo ritenuto opportuno ripeterci su argomenti e considerazioni già troppo noti ai nostri lettori.

Tanto più che la questione della TV a colori nel nostro Paese, si era tramutata in un argomento squisitamente politico privo di ogni aspetto tecnico, in quanto si era già data per scontata l'adozione del sistema PAL. Ed a conferma di tale situazione « ufficiosa » vi sono le trasmissioni sperimentali per l'industria, che la RAI effettua quotidianamente da quasi tre anni, col sistema PAL. Per motivi politico-economici che non stiamo ora a rievocare, il Governo italiano aveva rimandato ogni decisione circa la scelta definitiva del sistema da adottarsi, al 1970.

Ma proprio nei giorni scorsi è stata riaperta da elementi irresponsabili una futile quanto inopportuna polemica circa il sistema SECAM che l'Italia avrebbe deciso di adottare.

Occorre anzitutto ricordare che dopo oltre un anno di esercizio regolare delle trasmissioni di TV a colori in Germania, Inghilterra e Francia, sono stati introdotti nei sistemi PAL e SECAM numerosi perfezionamenti tecnici che ne hanno migliorato sensibilmente l'efficienza ed i risultati pratici finali in ricezione.

Lo stesso si può dire del sistema americano NTSC, più vecchio in ordine di tempo, che è stato perfezionato e corretto circuitalmente, in modo da eliminarne i maggiori difetti funzionali.

Enormi progressi ha poi fatto la tecnica del « transcoding » o conversione di standard, nelle trasmissioni su grandi distanze o via satellite.

Ne abbiamo avuto un esempio abbastanza recente nelle trasmissioni olimpiche dal Messico che in partenza col sistema NTSC, venivano ricevute ottimamente in Europa con televisori in PAL o in SECAM, dopo un percorso di oltre diecimila chilometri via satellite. Comunque i contrasti tecnici circa la migliore o peggiore efficienza dei tre sistemi NTSC, PAL e SECAM, si sono oggi molto attenuati: ogni sistema ha pregi e difetti che vanno giustamente considerati, ma che non sono assolutamente determinanti circa la scelta di uno di essi. Occorre poi considerare che l'incidenza del « sistema » sul televisore non raggiunge il 10% circa del valore totale di esso. In altre parole si può passare da un televisore PAL ad uno SECAM semplicemente sostituendo un pannellino di modesto valore.

Ed è proprio per tale motivo che sono semplicemente illusorie le considerazioni economico-commerciali circa l'invasione del mercato italiano da parte della produzione tedesca, nel caso di adozione del PAL.

La conversione del televisore tedesco da PAL a SECAM è cosa estremamente facile: prova ne sia che importanti Ditte tedesche vendano oggi in Francia televisori SECAM, in piena concorrenza con la produzione locale.

Ciò ovviamente non alleggerisce la pesante situazione dell'industria italiana nei rispetti di quella tedesca che ha ormai superato la fase di rodaggio e produce televisori a colori in grande serie a prezzi grandemente competitivi. Appare quindi, da quanto precede, che l'adozione del SECAM in luogo del

(il testo segue a pag. 165)

Alfredo Ferraro

Introduzione alla televisione a colori*

61. - INTERLACCIAMENTO DI FREQUENZA

Abbiamo già detto nella prima puntata, come la compatibilità esiga la coabitazione in un ordinario canale TV, dei segnali di luminanza e di crominanza, essendo il secondo costituito da due componenti (infatti il segnale d.d.c. del verde – come è noto – non viene trasmesso poiché inutile in quanto ricavabile dal segnale di luminanza e dagli altri segnali d.d.c.).

L'artificio cui si ricorre per fare coesistere in uno stesso canale le due informazioni che – per quanto detto – sono in realtà tre, si chiama *interlacciamento di frequenza*.

Si consideri la fig. 40 nella quale, in *a*) è rappresentato un generatore di oscillazioni R.F. di frequenza f_p, nonchè lo spettro di frequenza corrispondente, costituito dalla sola frequenza f_p della portante.

Se il generatore viene modulato di ampiezza con una frequenza f_m, come indicato in *b*), lo spettro è costituito da tre frequenze diverse: $f_p - f_m$, f_p ed $f_p + f_m$. In sostanza, sarebbe lo stesso che utilizzare tre generatori separati, come in *c*), e irradiare separatamente le tre frequenze, con le giuste ampiezze e fasi legate alla modulazione di ampiezza, di cui stiamo parlando. L'esempio di fig. 40 è relativo alla modulazione mediante un segnale sinusoidale (ossia puro).

Supponiamo ora che il segnale modulante, anziché essere un segnale sinusoidale, privo di armoniche, sia un segnale ad « andamento quadro », sul tipo dei segnali che ricorrono in televisione.

Un segnale di tale tipo, se la sua frequenza è ancora f_m, è ricco di armoniche che — come è noto — sono caratterizzate da frequenze multiple della fondamentale, f_m nel nostro caso. Si avranno allora, oltre alla fondamentale stessa, le armoniche $2f_m$, $3f_m$, ecc. e tutte andranno a modulare la frequenza portante f_p.

Si verificherà allora il caso di fig. 41*a*), in cui la portante (che rimane invariata come in assenza di modulazione) sarà affiancata da frequenze laterali simmetriche, tutte distanziate dalla portante e dalle altre frequenze contigue, di f_m. Fra le varie frequenze in gioco esistono intervalli perfettamente liberi, dove potrebbero cadere altre frequenze.

(*) segue dal n. 2, febbraio 1969, pag. 50.

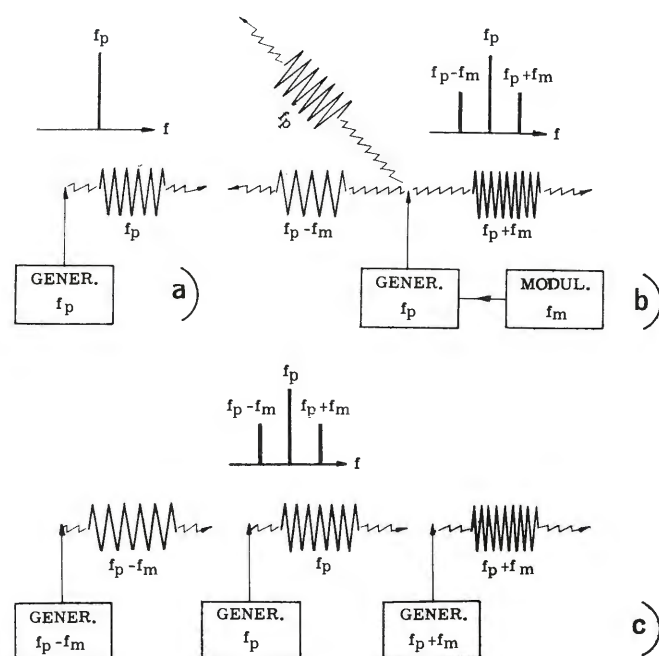



Fig. 40 - Modulazione d'ampiezza - a) segnale non modulato; b) segnale modulato con una frequenza fissa, cui corrispondono tre segnali: portante, frequenza laterale inferiore e frequenza laterale superiore; c) sistema equivalente, costituito da tre generatori non modulati, capaci di fornire i tre segnali di cui al caso b).

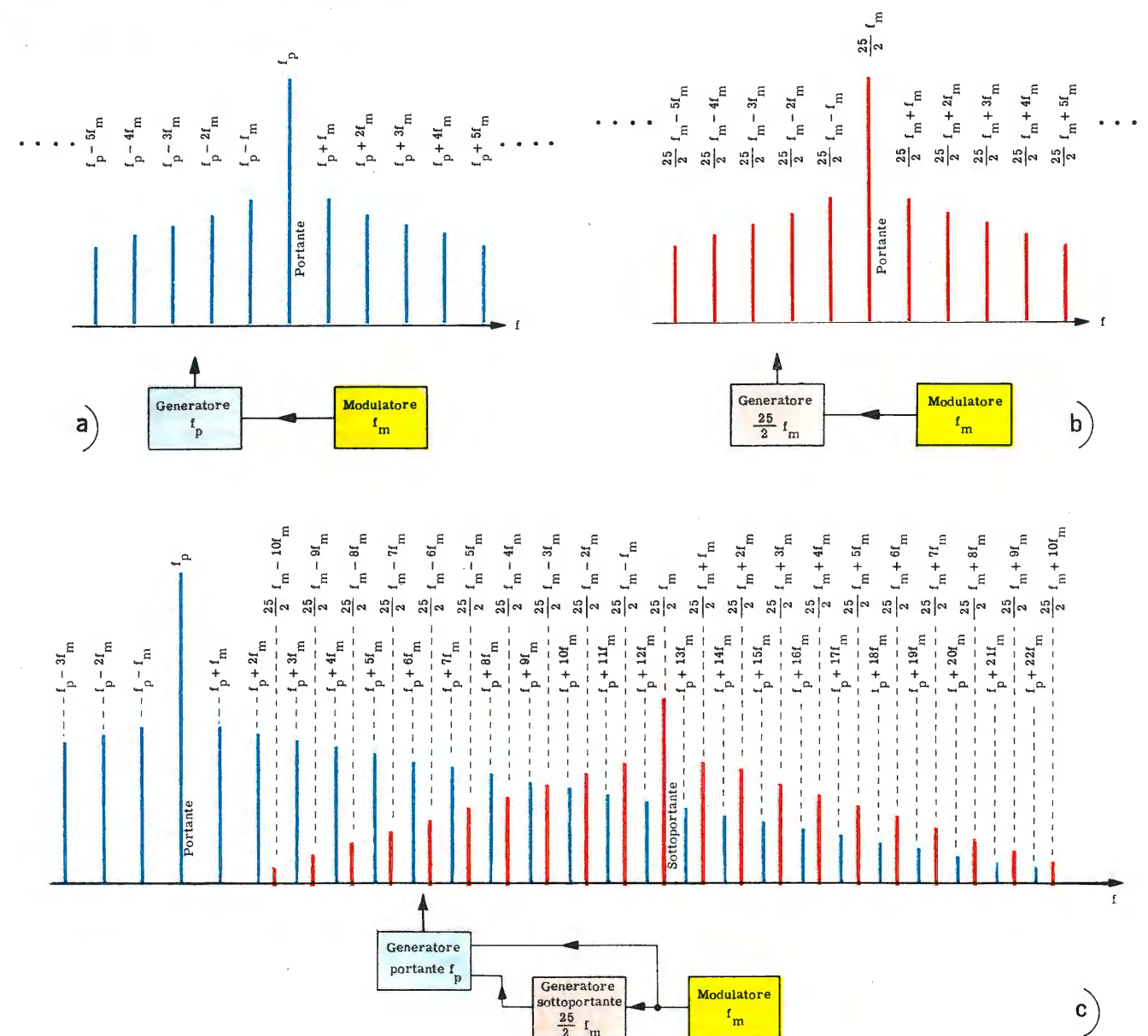



Fig. 41 - Interlacciamento di frequenza - È il principio utilizzato per affidare alla portante di un trasmettitore, sia il segnale di luminanza che il segnale di crominanza; quest'ultimo interviene con l'ausilio di una sottoportante.

Si consideri ora il caso rappresentato in fig. 41*b*), identico al caso *a*), con la sola variante che la frequenza fornita dal generatore modulato è uguale a un multiplo dispari diviso due, della frequenza di modulazione f_m, il valore della quale è uguale nei due casi *a* e *b*). Assumiamo per tale multiplo dispari e come esempio, il valore 25/2, ossia, 12,5.

I due spettri di frequenze — relativi ai due casi considerati — a parte le frequenze della portante e di ogni singola frequenza laterale, sono perfettamente identici. Infatti, essendo nei due casi la frequenza modulante sempre f_m, la distanza in frequenza fra ogni segnale dello spettro e gli altri segnali contigui, è sempre uguale a f_m.

62. - LA SOTTOPORTANTE DI CROMINANZA

Il segnale fornito dal generatore che compare nel caso *b*) è caratterizzato da frequenza inferiore a quella del segnale fornito dal generatore che compare nel caso *a*), ossia, $f_p > 25f_m/2$. È pertanto evidente come il segnale f_p possa essere modulato

d'ampiezza, oltre che dalla f_m, anche dalla $25f_m/2$. Si ottiene così la disposizione di cui alla fig. 41*c*). Il generatore della frequenza f_p che indichiamo qui — per maggiore precisione — come *generatore di portante*, viene modulato contemporaneamente dal modulatore già considerato in *a*), e dal segnale pure modulato da f_m, fornito dal generatore che compare in *b*). Quest'ultimo generatore, che genera la portante contemplata nel caso *b*) ma che diviene a sua volta segnale modulante nel caso *c*), prende il nome di *generatore di sottoportante*.

63. - SPETTRO RISULTANTE

Lo spettro risultante, illustrato in figura 41*c*), è uno *spettro complesso* che va interpretato nel modo seguente. Il segnale fornito dal generatore di portante, venendo modulato dalla frequenza f_m, fornita dal modulatore indicato in giallo, è caratterizzato dalla portante di frequenza f_p, simmetricamente affiancata dalle frequenze laterali, che si succedono nello spettro, a intervalli uguali alla frequenza modulante, ossia f_m.
In figura — per quanto concerne la banda laterale inferiore — sono indicate soltanto tre frequenze, ossia, $f_p - f_m$, $f_p - 2f_m$ ed $f_p - 3f_m$, in quanto, come è noto, la trasmissione TV avviene con soppressione della banda laterale inferiore, salvo la *parte vestigiale*, corrispondente appunto alle minori frequenze.
Il generatore che compare in *b*), funge qui da modulatore; di conseguenza, il segnale dallo stesso generato, figura nello spettro come frequenza laterale della portante f_p, frequenza laterale che prende il nome di *sottoportante*. Essendo la sua frequenza di $25f_m/2$, pari a $12{,}5f_m$, la sottoportante cade fra le frequenze laterali di cui alla precedente modulazione, di posto 12 e 13 e — precisamente — al centro dello spazio lasciato libero da queste due frequenze. Ma la sottoportante, essendo a sua volta modulata da f_m, sarà simmetricamente dotata di frequenze laterali, che intervengono come frequenze modulanti di f_p. Esse cadono tutte negli intervalli fra le frequenze laterali dovute alla modulazione principale, poichè il fattore 25/2, pari a 12,5, grazie al decimale 0,5, determina uno sfasamente di uguale valore, fra le frequenze laterali della portante (celeste) e le frequenze laterali della sottoportante (rosso).
Si osservi che, se si fosse disegnata anche la banda inferiore soppressa, un'altra sottoportante, con le relative frequenze laterali, sarebbe presente simmetricamente dal lato delle frequenze minori, rispetto alla portante.
Si aggiunga come, sia pure con meccanismo diverso, una distribuzione analoga sarebbe possibile, se la sottoportante venisse modulata di frequenza, anzichè di ampiezza.
Il caso da noi illustrato costituisce semplicemente un esempio. In pratica, le cose avvengono in modo più complesso, ma il principio è quello descritto. Alla portante, vengono affidati sia il segnale di luminanza, sia quello di crominanza; alla sottoportante, soltanto il segnale di crominanza.

64. - CONCLUSIONI

Con questa puntata ha termine la nostra collana di articoli introduttivi alla televisione a colori. Ed è appunto per il loro carattere introduttivo che non sono fine a se stessi, ma soltanto una prefazione — sia pure ampia — a un qualsiasi altro corso completo sulla TVc.[1]
Chiunque, già pratico di televisione monocromatica, si accinga allo studio del colore rimane colpito dalla vastità degli argomenti nuovi che deve affrontare, prima di potersi dedicare con profitto alla nuova tecnica. Lette queste puntate, confidiamo che il tecnico cui la TV in bianco e nero è familiare, possa accostarsi con maggiore profitto allo studio della TV a colori. In particolare, sottolineiamo il carattere generico della nostra « sweeppata », tanto è vero che, quanto detto, vale per tutti i sistemi TVc adottati e in discussione ai quali non abbiamo neppure accennato.

(1) Coordinato da A. Banfi - *Corso di televisione a colori* - Editrice Il Rostro.

E. Grosso - *Video service TVC* - Ed. Il Rostro.

Pronti in aprile i radioaltimetri per il supersonico Concorde

La Sud Aviation ha recentemente assegnato alla T.R.T. — consociata del gruppo Philips — un contratto per la fornitura di radioaltimetri del tipo AHV-5. I primi apparati, che verranno inseriti nel sistema di atterraggio « ogni tempo » dei prototipi del supersonico Concorde, saranno consegnati entro il mese di aprile.
La precisione del radioaltimetro AHV-3/04, costruito dalla T.R.T., è stata ufficialmente certificata dalla Federal Aviation Agency.
La stessa apparecchiatura verrà inserita nei sistemi di atterraggio automatici utilizzati in condizioni metereologiche classificate di categoria II e III.

(*n. ph.*)

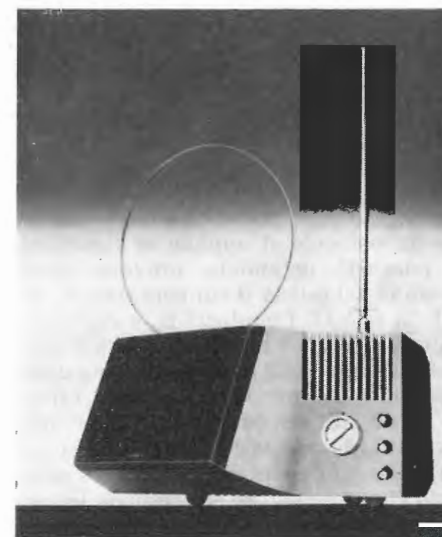



Fig. 1

Fig. 2

Nuovo televisore portatile 6" Colibrì con radioricevitore MF incorporato ULTRAVOX

Le foto illustrano il Colibrì 6" in vista con mobile chiuso (fig. 1), senza mobile con telaio ribaltato (fig. 2).
La linea modernissima del contenitore è veramente nuova e attraente.
Il circuito comprende 32 transistori (quelli usati nell'amplificazione FI sono del tipo MESA; quelli per i circuiti di sincronizzazione sono planari al silicio), 24 diodi semiconduttori, un raddrizzatore al selenio e un ponte al silicio.
Date le sue dimensioni ridottissime, che lo rendono leggero e trasportabile con grande facilità anche da un bambino, la tecnica della miniaturizzazione si è imposta nella sua costruzione, ma senza sacrificare la linearità del montaggio, l'agevole riconoscimento dei componenti e la facilità di riparazione o manutenzione. I circuiti stampati non sono stati usati in quelle parti dove avrebbero potuto portare a eccessivo addensamento di componenti compromettendo la chiarezza del montaggio. Incorpora un sincronizzatore VHF -UHF e un radioricevitore MF. La sua sensibilità e la qualità delle sue immagini sono risultate soddisfacentissime anche in condizioni sfavorevoli di ricezione, e con ambiente illuminato, grazie al filtro ottico neutro di cui è provvisto il cinescopio.
L'ascolto è in altoparlante commutabile con un auricolare. L'antenna VHF-MF è a stilo innestabile; l'antenna UHF è a spira circolare.
L'alimentazione è a 12 Vcc con batteria propria (a richiesta la batteria viene fornita del tipo ricaricabile e in tal caso funziona come tampone in parallelo al raddrizzatore alimentato dalla rete) o con batteria esterna (d'auto o di altro veicolo), o in c.a. dalla rete locale; in quest'ultimo caso, durante il normale funzionamento, il raddrizzatore ricarica la batteria interna, che lo sostituisce automaticamente in caso di mancanza dalla tensione di rete.

(*a*)

I dati dell'espansione in Europa del mercato dei calcolatori

Negli ultimi due anni il numero complessivo dei calcolatori installati in Europa è aumentato di più del 40 %: questo dato costituisce il più alto indice di sviluppo in tutto il mondo per il mercato dei calcolatori.
Il valore complessivo delle apparecchiature di calcolo installate nell'Europa occidentale ammontava alla fine del 1967 a 4,5 miliardi di dollari, rappresentanti più di 15.000 sistemi di calcolatori. Alla fine di quell'anno c'erano in Europa appena 38 calcolatori ogni cento in USA. La percentuale di installazione, nel 1967, è stata tuttavia di 43 ogni cento, e nel 1975 sarà di 65 in Europa ogni cento negli Stati Uniti. Sul valore dei calcolatori installati nell'Europa Occidentale le società con casa madre negli Stati Uniti contano per l'85 %, con l'IBM che fa la parte del leone: 58 %.
Alla fine del 1967 le installazioni nei diversi paesi europei erano così ripartite: Germania: 4.150; Francia: 2.975; Italia: 1.710; Olanda: 620; Belgio-Lussemburgo: 560; (totale nei paesi della Comunità Economica Europea: 10.015). Inghilterra: 3.020; Scandinavia: 1.040; Svizzera: 560; Austria: 210; Portogallo: 35; (totale nei paesi dell'EFTA: 4.865). Altri: 260.

(*n. ph.*)

Franco Soresini

La cibernetica e lo studio dell'uomo*

16. - MODELLI REALIZZABILI DI PICCOLI ROBOT

Avendo, alcuni lettori, richiesto degli schemi realizzabili, ne riportiamo alcuni ricavati da riviste del ramo.

16.1. - Tartaruga elettronica

Su un numero di qualche anno fa de « *l'antenna* » è già apparso questo schema che riportiamo nuovamente, affinchè i lettori possano eventualmente realizzarne una copia.
La tartaruga, in oggetto, che è stata a suo tempo realizzata nell'URSS, possiede ben tre sensi, e cioè: la vista, l'udito ed il tatto e può eseguire tre movimenti: in avanti, indietro e circolari, nei due sensi. Basandosi su tale schema se ne può realizzare un esemplare più ridotto, o volendo, anche più complicato. I cinque relé sono tutti del tipo usati in telefonia, e mentre D e F sono normali, C, A, E, sono polarizzati con doppio avvolgimento. Il relé B è del tipo termico bilamellare. L'orecchio della tartaruga è costituito da un microfono piezoelettrico (M) e da un amplificatore a due stadi (V_1 e V_2) accordato sui 3 kHz affinchè siano esclusi in questo circuito i rumori del motore. Il paraurti (PU) che assolve al compito del « tatto » è realizzato in modo che in conseguenza di un urto aziona tre contatti in parallelo, uno di marcia in avanti e altri due di direzione. L'occhio è costituito dalla fotocellula resistente (CF) la quale è collocata posteriormente ad un obiettivo fotografico ingranditore.
Il movimento è stato ottenuto a mezzo di un motore reversibile con riduttore alimentato a 24 V. Il cambio di direzione è comandato a mezzo di un solenoide a nucleo scorrevole. La velocità del moto in avanti è di 10 cm/s. Inizialmente la tartaruga avanza in linea retta ma contemporaneamente il contatto del relé E provoca la carica del condensatore C_9 attraverso la resistenza R_{12}.
Dopo circa 10 secondi la tensione innesca la valvola al neon N_4. La scarica di detto condensatore fa scattare il relé E ed immediatamente si eccita il solenoide di direzione tanto che la tartaruga descrive un arco di cerchio. Dopo altri 10 secondi è la volta del condensatore C_8 a scaricarsi attraverso N_3 ed a riportare il relé E nella posizione iniziale, e così via. In definitiva la tartaruga è costretta ad eseguire dei percorsi misti ad arco di cerchio fino a che non incontra una sorgente luminosa. In tal caso il relé F si interrompe e la tartaruga punta direttamente verso detta sorgente.
Se un ostacolo si oppone al cammino, il paraurti, urtandolo, provoca l'eccitazione del relé A il cui contatto A_2 eccita il relé D. I contatti D_1 e D_2 invertono il senso del motore, mentre il contatto D_5 blocca il relé E nella sua posizione iniziale per evitare che la tartaruga effettui sempre lo stesso percorso avanti-indietro. Il contatto D_6 prepara la manovra di contornamento dell'ostacolo che si produrrà non appena la tartaruga non vedrà più la luce. D_4 provvederà a scaricare il condensatore C_8 di N_3 al potenziale di spegnimento di tale lampada affinché gli urti successivi non ostacolino il funzionamento del relé E.
Dopo qualche secondo il condensatore C_7 del relé A si scarica attraverso N_2 e lo stesso relé si porta in posizione di riposo e la tartaruga prosegue in avanti.
Se durante tali evoluzioni si emette un fischio a 3 kHz il relativo segnale, amplificato e raddrizzato, eccita il relé C ed il contatto C_2 interrompe il motore e la tartaruga si ferma fino a che la scarica del condensatore C_6 di N_1 fa ritornare il relé C nella posizione primitiva dopo di che essa riprende il cammino. Se al momento che si verifica un urto si emette un fischio, la tartaruga non si arresta perchè D_3 è chiuso, ma i contatti A_1 e C_3 permettono al relé F di scaldarsi leggermente. Dopo diversi fischi la lamina si scalda in modo tale da chiudere il contatto. In tal caso ogni successivo segnale sonoro, a mezzo di A_1, eccita il relé C provocando le stesse manovre che si verificherebbero per effetto di un urto dando la netta sensazione che la tartaruga obbedisca ai comandi e manifestando una certa titubanza nei suoi movimenti. Ciò dura all'incirca 20 secondi, cioè per tutta la durata dell'inerzia termica della lamina, dopo di che i comandi debbono essere ripetuti.

16.2. - Piccolo robot a transistori

Riportiamo, anche, un altro circuito di piccolo robot realizzato sulla falsariga dei precedenti, ma a transistori. La sua descrizione, dovuta ad un autore dallo pseudonimo di « Teseo » apparve qualche anno addietro su una rivista del ramo.
Si tratta di una specie di giocattolo, dotato di autodeterminazione e di alcuni « istinti » ed « inibizioni ».
Esso ha tre sensi: luce, calore, urto. Ha anche tre comandi possibili: sterzo, marcia avanti, marcia indietro.
I tre sensi sono collegati fra loro così: la sensazione preponderante è *l'urto*. Se il robot nella sua marcia in avanti, urta contro una superficie, qualunque altro comando gli stiano dando gli altri due

(*) segue dal n. 1, gennaio 1969, pag. 4.

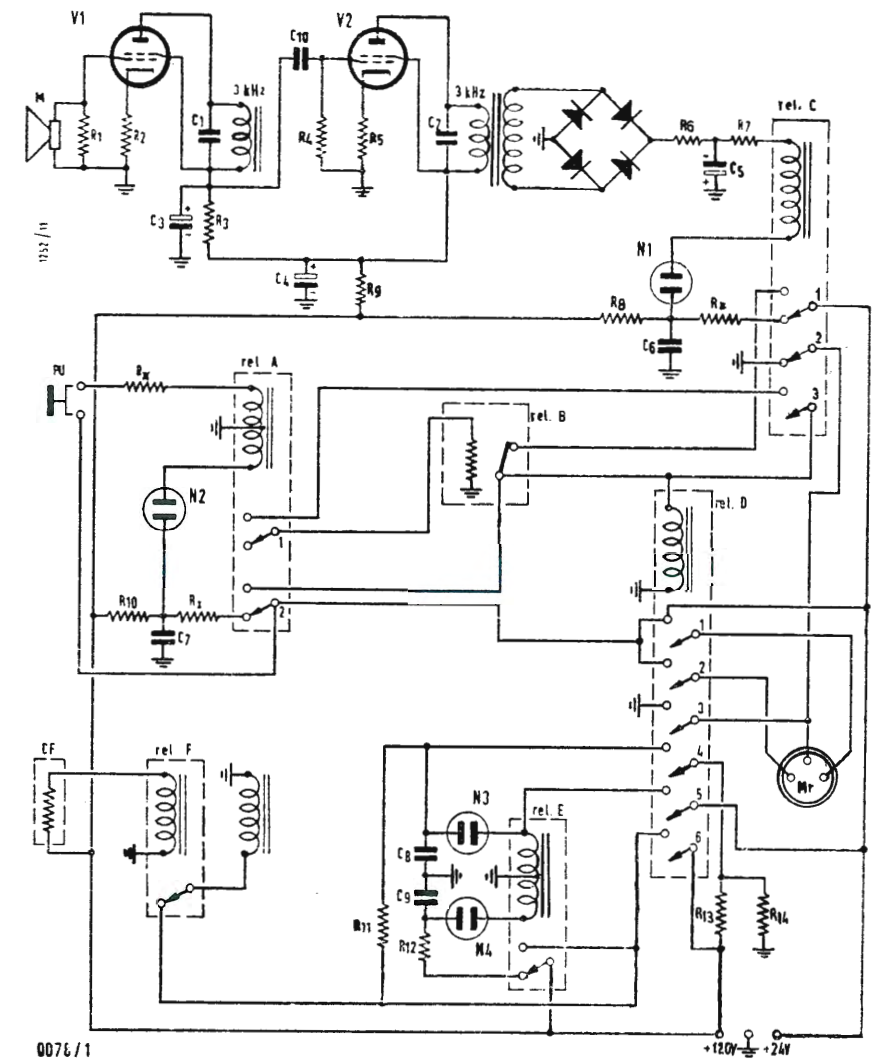



Fig. 50 - Schema elettrico della tartaruga elettronica di cui al paragrafo 16.1. Ecco l'elenco dei componenti: V_1, V_2 = 6AK5; N_1, N_2, N_3, N_4 = valvole al neon; Resistenze: R_1, R_4 = 0,5 MΩ; R_2, R_5 = 200 Ω; R_3 = 1.000 Ω; R_6, R_7 = 5.000 Ω; R_8, R_{10} = 2 MΩ; R_9 = 3.000 Ω; R_{11}, R_{12} = 10 MΩ; R_{13}, R_{14} = 0,1 MΩ; Rx valori non indicati e che evidentemente sono da ricercare sperimentalmente; condensatori: C_1, C_2 = per accordo a 3 kHz; C_3, C_4 = 10 μF; C_5 = 5 μF; C_6, C_7, C_8, C_9, = 0,5 μF; C_{10} = 10.000 pF.

sensi, « si ritrae »: cioè inverte la marcia, ripartendo poi per la stessa o un'altra direzione, a discrezione degli altri due sensi.
L'altro senso importante è il *calore* che agisce sullo sterzo: il circuito è congegnato in modo che un calore eccessivo eccita il relé di sterzo, e il robot cambia direzione: una specie di « istinto di conservazione » insomma.
Il terzo organo sensorio, la *luce* aggiunge agli altri due sensi una casuale, cioè una specie di « curiosità » che non permette più di prevedere quello che farà il robot in ogni situazione.
Vediamo assieme il circuito elettrico: ci faremo subito una ragione di quanto ho esposto sinora.
Un'unica batteria da 13,5 V (ottenuta ponendo in serie tre pile « piatte » da 4,5 V) alimenta tutto il robot. Per prima cosa, vediamo come lavora il senso « *d'urto* ». Un microswitch (Ms) è posto sul muso del robot: se questi, avanzando, urta, il microswitch viene pressato e scatta il relé Ry3 che inverte la polarità di alimentazione al motorino (M2) che aziona le ruote motrici: invertendo la polarità, il motore gira al contrario ed il robot retrocede: per non avere un moto all'indietro troppo breve, un condensatore a forte capacità (da 2000 a 5000 μF) tiene attratto il relé un tempo che permette all'automa di indietreggiare per uno o due metri: scaduto questo tempo, il robot torna ad avanzare: se torna ad urtare, il ciclo si ripete.
Vediamo ora come funziona il senso « *calore* ». Come si vede allo schema, ci sono due transistori collegati a « simmetria complementare » un OC140 (n-p-n) ed un OC74 (p-n-p). Questo tipo di accoppiamento costituisce un tutto molto sensibile al calore, per la stessa tendenza dei semiconduttori ad esserne influenzati: in pratica è l'OC140 che scaldandosi aumenta il flusso di corrente: ma l'OC80 *amplifica* questa variazione e subisce *in proprio* lo stesso effetto: è evidente che l'assieme diviene assai sensibile alla temperatura ed appena questa raggiunge certi limiti, im-

mancabilmente, aziona il relé Ry1. Quindi in pratica, si ha che: se la temperatura è eccessiva per « i gusti » del *robot*, questo sterza e se ne va.

E veniamo al fattore « imponderabile »: *la luce*. Lo schema di questo senso è molto semplice: in presenza di forte luce l'OC70, fototransistore, attiva il relé. Però, la particolare connessione dei contatti del relé procura strane varianti al moto del *robot*.

Basilarmente, la luce, attraendo indirettamente il relé R2 fa arretrare l'automa e blocca lo sterzo-calore: ma poichè non c'è un sistema a tempo, si entra nell'imponderabile: facciamo un esempio.

L'automa avanza, lo sterzo è inattivo. *Urto*: il robot indietreggia per circa 2 metri e si trova sotto la luce diretta di una lampada: indietreggia nuovamente, esce dalla luce della lampada; indietreggia fino al termine della costante di tempo, poi torna ad avanzare: arriva accanto ad un termosifone: il calore aziona lo sterzo... e così via.

Questo era un esempio di funzionamento *lineare*: ma cosa succede quando intervengono vari fattori?

L'automa avanza, urta, ma è sotto a una luce violenta: arretra, e arretra ancora attraversando in linea retta il locale e cercando di « sottrarsi » alla luce, arriva sotto a un mobile, la luce cessa bruscamente, il robot, non più « spaventato » dalla luce intensa, esce da sotto il mobile: ma la luce lo fa tornare indietro a precipizio: intanto il calore agisce sullo sterzo, mentre è al buio: in questo caso, il robot esegue una specie di « valzer exitation » sotto al mobile che lo scherma dalla luce ed appena fuori di esso.

Ma è *impossibile* prevedere quello che l'automa farà in ogni occasione, perchè... è un automa! Un'entità che attraverso i suoi rudimentali tre apparati sensori « decide » il da farsi secondo gli stimoli ambientali.

È molto facile ralizzare un robot come questo: basta costruire un carrettino a 4 ruote, delle quali, due motrici e due sterzanti: il motore di « marcia » (M2) può essere collegato direttamente alle ruote motrici con una puleggia riduttrice, mentre per le due sterzanti si può usare un qualsiasi sistema di sterzo per automodelli, comandato da M1.

Per la meccanica, ciascuno può realizzare come meglio crede, secondo le proprie ambizioni e capacità. Si consiglia di fare uso di pezzi « Meccano» che ben si adattano a tal genere di modelli.

Quanto poi al montaggio « elettrico », non c'è nulla di più semplice: questo *robot*, è talmente semplice, che non usa alcun « segnale » per i comandi ma semplici circuiti a corrente continua: quindi non c'è assolutamente pericolo di ineschi, nè di altri inconvenienti: per quanto irrazionale possa essere il cablaggio, non *si può* avere un insuccesso, se i collegamenti sono *esatti*. Però le polarità dei motori, i contatti dei relé, ecc., devono essere connessi con attenzione: altrimenti si potrebbe avere un *robot*... paralitico!

17. - I GRANDI MODELLI

Soffermiamoci ora su alcuni studi, di alto valore scientifico, dovuti a studiosi italiani di cibernetica. Il loro contributo al progresso in tal campo di ricerche è stato veramente notevole per la genialità delle intuizioni nella realizzazione di complessi modelli di attività superiori.

17.1. - L' « Adamo II »

Dovuto al prof. Silvio Ceccato e all'ing. Enrico Maretti, e presentato al Convegno sull'automatismo nel 1956, « Adamo II » è il risultato pratico di studi intesi a realizzare un modello meccanico di operazioni mentali.

Riportiamo, da una monografia dovuta agli Autori, la descrizione di principio del dispositivo.

Una volta ricondotte le varie attività mentali a varietà di combinazione di un unico elemento, riesce facile pensare ad un modello meccanico adatto a svolgerle. Era sufficiente ricorrere ad un certo numero di meccanismi, tutti eguali fra loro, ognuno dei quali possedesse due stati, in modo che ad uno dei due si potesse far corrispondere lo stato di coscienza. Questo è l'*aspetto analogico* dell'apparecchio.

Noi si è scelto quale meccanismo elementare il circuito elettrico, con i suoi due s t a t i di non-alimentato e di alimentato.

L'anatomia e la fisiologia cerebrali non possono per ora a questo proposito né suggerire né escludere una certa scelta. Ci dicono soltanto che il sistema nervoso presenta moltissimi elementi più o meno eguali fra loro, che ricevono impulsi in tempi successivi o sincroni, ciò che determina in essi dei cambiamenti di stato.

Comandando ai tempi desiderati il passaggio di stato dei circuiti si ottengono le combinazioni volute. Questo è l'*aspetto digitale* dell'apparecchio.

I comandi sono impartiti da selettori a rotazione. E questo è il *programma* dell'apparecchio.

Il modello presentato alla Mostra Internazionale dell'Automatismo presenta il formarsi di 23 combinazioni scelte fra le circa 500 attività mentali esaminate dalla Scuola. Ognuna di queste attività ha ricevuto nel corrente linguaggio, un suo nome e può quindi figurare come singola cosa nominata.

Disponendo di un maggior numero di selettori e circuiti sarebbe stato possibile far mostrare all'apparecchio anche il formarsi delle combinazioni più ricche, che costituiscono ciò che nomina una *proposizione*. Per ragioni di costo ci si è limitati però a mostrare queste combinazioni in una forma di scrittura, che è la scrittura proposta dalla Scuola

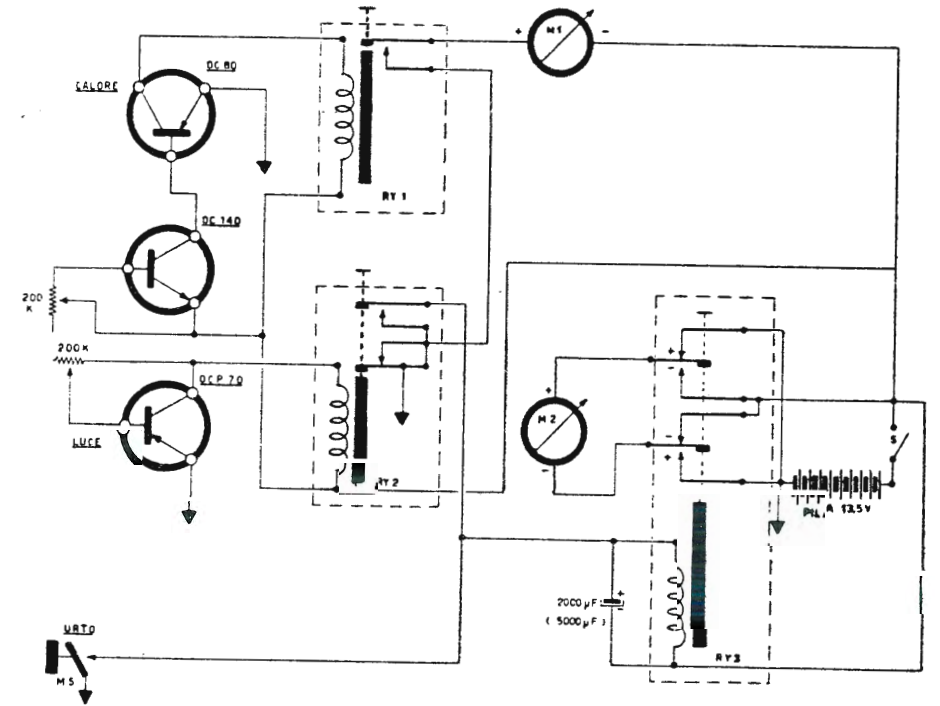



Fig. 51 - Schema della parte elettronica del robot di cui al paragrafo 16.2. Elenco dei componenti: 1 transistore OC140; 1 transistore OC80; 1 fototransistore OCP70; 1 microswitch; 1 relè - interruttore con bobina da 300 Ω (Ry1); 1 relè - commutatore invertitore con bobina da 300 (Ry2); 1 relè - commutatore con bobina da 500 Ω (Ry3); 2 motorini elettrici alimentabili con 12 volts 70 mA circa; 2 potenziometri lineari da 200 kΩ (sensibilità: luce e calore); 3 pile elettriche da 4,5 volts « piatte »; 1 condensatore da 2000 µF, 12 VL; 1 interruttore a slitta (*I*); 1 chassis breadboard; inoltre filo, minuterie, ruote, complessi meccanici premontati, varie.

operativa per designare ogni possibile attività mentale.

Si tratta di una scrittura, che presenta il vantaggio, non soltanto di poter aderire ad ogni nuova combinazione scoperta od inventata, ma anche di conservarne la storia di formazione, pur permettendo al lettore di abbracciare d'un colpo la combinazione.

Una « S » designa lo stato di coscienza; una barra sopra le esse designa che queste entrano già combinate a costituire un elemento della combinazione. L'ordine di combinazione è segnato dal succedersi delle « S », da sinistra a destra. Ecco con questa scrittura a mo' d'esempio una tabella delle 47 combinazioni mentali con i nomi usuali di quelle, che in italiano figurano fra le singole cose nominate (v. fig. 52).

Invece l'esempio di una singola cosa nominata con combinazione molto avanzata è data in fig. 53. È la combinazione chiamata «CONVERTERE» nell'accezione scolastica e vichiana.

L'apparecchio è stato realizzato con intenti illustrativi e pedagogici, cioè come un modello.

Non intende sostituire in alcun modo qualche attività umana, ma — piuttosto — suggerire una ipotesi di lavoro.

17.2. - L' « Educanda »

Stralciamo da una comunicazione del prof. Eduardo R. Caianello e collaboratori, apparsa sul Quaderno n. 11 della « Ricerca Scientifica », alcune notizie riguardanti questo interessante modello.

"L'«Educanda» costituisce un modello fisico di reti neuroniche, che realizza le equazioni « neuroniche » e « mnemoniche ».

Scopi iniziali di tale progetto sono:

— costruire un modello analogico di reti nervose, atto a riprodurre funzionamenti anche abbastanza complessi e a verificare ipotesi teoriche sul loro comportamento;

— utilizzazione come ingresso, o uscita, o entrambi, con cento entrate o uscite, di flessibilità estrema;

— studio della *capacità massima* di memorizzazione da parte di *n* elementi assegnati di « tipo fisiologico », e delle loro connessioni, col fine di costruire una memoria ad accesso casuale utilizzante riverberi;

— studio della possibilità di costruire un *perceptron di tipo dinamico*, in cui non si distinguano ingressi, parti intermedie e uscite, ma si sfruttino, invece, i riverberi del sistema per classificare le configurazioni presentate.

Il modello è costituito da un insieme di elementi attivi che possono avere solamente due stati (sparo o non sparo), connessi fra loro. Ciascun elemento, quando passa dallo stato di inattività a quello di attività (cioè « spara »), emette un segnale che giunge variamente filtrato agli elementi cui è direttamente collegato: un elemento « spara » quando l'effetto dei segnali di varia provenienza supera una soglia che è caratteristica dell'elemento stesso.

Le connessioni fra gli elementi devono avere la proprietà di variare in modo da « *facilitare* » il passaggio dei successivi segnali man mano che un numero sempre maggiore di questi le percorra; inol-

coscienza	qualcosa		oggetto	soggetto			inizio
s	ss	sss	sss	sss	ssss	ssss	ssss
singolare				fine	di		
ssss	ssss	ssss	ssss	ssss	ssss	sssss	sssss
					concreto		
sssss	sssss	sssss	sssss	sssss	sssss	sssss	sssss
	astratto						
sssss	sssss	sssss	sssss	sssss	sssss	sssss	sssss
			il	plurale	un		
sssss	sssss	sssss	sssss	sssss	sssss	sssss	sssss
sssss	sssss	ssssss	ssssss	ssssss	ssssss	ssssss	ssssss

Fig. 52

ssssssssssssss ssssssssssssss ssssssssssssss ssssssssssssss

Fig. 53

tre devono potersi rigenerare con la inattività. Queste stesse connessioni, infine, devono soddisfare, come del resto gli elementi attivi, a criteri di facile riproducibilità e di economia sia per le dimensioni che per il costo.

Si è deciso, così, di costruire un insieme di 100 elementi attivi.

Il circuito di somma, dove confluiscono i segnali provenienti dagli elementi collegati in ingresso, è costituito da un sommatore algebrico di sole resistenze le quali (ad eccezione di quella comune, di somma) dovrebbero godere delle proprietà di *memoria* e cioè, diminuire il valore al passaggio di corrente.

Alcune difficoltà, al momento non ancora superate, per la costruzione di simili resistenze-memorie hanno consigliato l'adozione provvisoria di un modello provvisto di connessioni rigide, alternabili manualmente. Un simile modello può infatti essere utilizzato per un'approfondita indagine sui *riverberi*, o eccitazioni cicliche di elementi che possono generarsi nell'insieme relativamente a un particolare tipo di « struttura » (cioè di geometria delle connessioni) e di eccitazione (cioè dello « sparo » iniziale di un gruppo definito di elementi).

Per effettuare questa ricerca si è innanzitutto costruito l'insieme dei 100 elementi, il che è stato un lavoro non privo di difficoltà anche intrinseche. Per esempio, se si vuole, come certamente conviene, porre in sincronismo il funzionamento dei 100 elementi nel senso che quelli in stato di eccitazione lo siano tutti nello stesso intervallo di tempo, occorre introdurre un adatto sistema di *timing*. Inoltre, collegare l'uscita di un elemento a uno o a dieci altri elementi, certamente comporta influenze diverse sulla forma e ampiezza dell'impulso in uscita, di cui occorre nella progettazione e nelle messe a punto tenere il debito conto.

Per proseguire nella ricerca connessa ai riverberi è necessario poter leggere o registrare in qualche modo i successivi stati dell'insieme, in modo che da un confronto successivo delle letture si possano individuare i riverberi eventualmente presenti. Onde raggiungere questo scopo, si è progettato di connettere l'insieme ad una macchina digitale stampante (esattamente la IBM 523 « Riepilogatrice ») in modo che la registrazione degli stati avvenga su schede pronte poi per un'opportuna elaborazione.

Fig. 54 - Schema a blocchi della « Educanda ».

Una definizione operativa di « riverbero » è data dal seguente schema di programma per il riconoscimento e la classificazione di riverberi (di periodo K):

— accettare K stati;
— accettare il $(K + n)^{mo}$ stato;
— porre in un registro $(K + n)_1$ nella medesima posizione un 1 per ogni coincidenza di 1 tra l'n-mo e il $(K + n)^{mo}$ stato;
— se $n < K$ porre $n = n + 1$ e ripetere da 2; se $n = K$ continuare;
— accettare il $(l\ K + n)^{mo}$ stato;
— porre in un registro $(K + n)_e$ nella medesima posizione un 1 per ogni coincidenza di 1 fra il registro $(K + n)_{e+1}$ e lo stato $(l\ K + n)$;
— porre un 1 in un registro a K posti se il numero di 1 del registro $(K + n)_e$ è minore che in $(K + n)_{e+1}$;
— se $n < K$ ripetere da 5 con $n = n + 1$; se $n = K$ continuare;
—se il registro a K posti è vuoto, stampare il contenuto di $(K + n)_e$; se è pieno ripetere da 5 con $l = l + 1$."

17.3. - La macchina cronista

Riportiamo da « *La macchina che osserva e descrive* » del prof. Silvio Ceccato, la descrizione abbastanza dettagliata del principio di questa macchina. Preferiamo lasciare la parola alla penna dell'illustre studioso italiano, piuttosto che sostituirci con parafrasi alla chiara esposizione.

17.3.1 - *Il modello progettato*

«Precisiamo intanto quali siano le prestazioni.

La macchina svolge la sua attività percettiva guardando ed ascoltando, dalla distanza di cinque metri, ciò che avviene su un palcoscenico di tre metri di lunghezza e due di profondità, con la possibilità di avvicinarsi ad esso e di toccare gli oggetti che vi si trovano.

La lista degli oggetti ottici e tattili comprende: un *piatto*, due *bicchieri*, un *melone*, una *pera*, una *mela*, un *cespo di lattuga*, ed una *tartaruga meccanica*. La tartaruga è telecomandata, e gli altri oggetti sono mossi mediante fili, come si usa con le marionette.

La macchina deve descrivere ciò che avviene sul palcoscenico, e nel far questo può mettersi nell'uno o nell'altro di sei atteggiamenti: quello semplicemente *descrittivo*, uno *valutativo etico*, uno *valutativo estetico*, uno *esplicativo-predittivo*, ed infine un atteggiamento *simpatetico* ed uno *antagonistico*. Questi atteggiamenti sono assunti dalla macchina, o in dipendenza di ciò che essa percepisce, secondo il suo programma generale, o su comando.

La macchina non si limita, dunque, a riconoscere e a nominare i singoli oggetti ad essa presentati, ma parla delle scene, che con essi si possono comporre. Naturalmente, questo cronista, o giudice, o scienziato in miniatura, si esprimerà con frasi molto brevi, in corrispondenza del suo limitatissimo patrimonio nozionale; e della applicazione dei sei atteggiamenti fornirà soltanto qualche esempio. Anche un bambino mostra una maggiore ricchezza di idee e di parole. Ma questa macchina è in primo luogo illustrativa dell'operare della mente umana, anzi forse, in prima istanza, della possibilità di meccanizzare questo operare; basta quindi, per ora, che le frasi, che essa pronuncia, siano accettabili da uno di noi come una possibile corretta descrizione di ciò che avviene sul palcoscenico. Naturalmente, le frasi non sono espresse oralmente, bensì attraverso una telescrivente.

In un assortimento di queste possibili frasi si troverà per esempio: « un bicchiere », « vedo un bicchiere », « un bicchiere capovolto », « il bicchiere viene ora raddrizzato », « una mela è messa sul piatto » « la mela è tolta dal piatto », « la tartaruga si muove », « la tartaruga si muove per mangiare la lattuga », « i bicchieri devono stare capovolti », « la tartaruga andrà a mangiare la lattuga », « è una mela, ma piccola ».

17.3.2 - *Schema generale di funzionamento della macchina*

Lo schema (fig. 55), riportato in questo articolo, non pretende in alcun modo di essere esauriente: ma è piuttosto orientativo. Esso è inteso soltanto a far vedere di quali principali organi abbisogni la macchina e come si connettano fra loro; e risponde del resto allo stato attuale delle nostre indagini, che sono in corso. Inoltre, lo schema è a *blocchi* e non entra nei particolari tecnici dei vari organi. Ciò, che qui importa, è certamente più il principio informatore e risolutivo dei vari problemi, ed in primo luogo — come si è detto — la dimostrazione della meccanizzabilità del lavoro della mente, che non il modo in cui l'ingegnere realizza il modello.

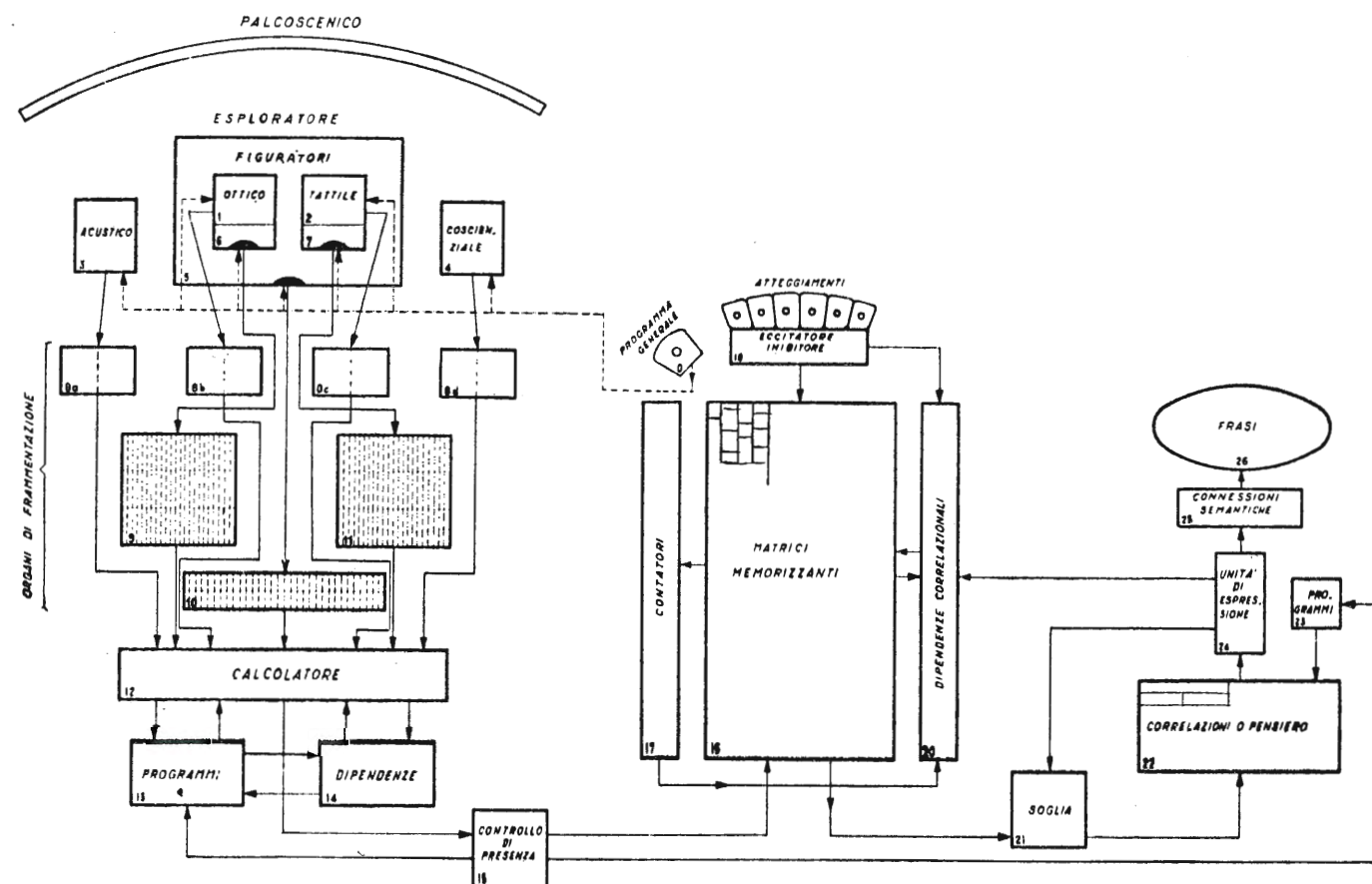



Fig. 55 - Lo schema generale della macchina che osserva e descrive. Lo schema è puramente orientativo per far comprendere quali siano i principali organi del modello e come essi siano fra loro connessi. Trattandosi di uno schema a blocchi, ogni particolare tecnico dei singoli organi è omesso. La macchina ha lo scopo di realizzare un modello meccanico del lavoro della mente umana.

17.3.2.1 - *Gli organi differenziatori*

La macchina rivolge i suoi organi *ottico* (blocco 1) e *tattile* (blocco 2) in direzione del palcoscenico. Questi due organi sono doppiamente mobili: in rapporto allo scheletro della macchina, portati da una *piattaforma rotante* (blocco 5), per poter esplorare l'intero palcoscenico, ed in rapporto a questa piattaforma quando svolgono la loro attività di *figuratori* (blocchi 6 e 7). A questo proposito si noti però che la differenziazione, i cui risultati nella percezione guidano la figurazione può avvenire, o direttamente sul palcoscenico, o attraverso qualche riproduzione di questo all'interno della macchina.
La stessa alternativa si può avere anche nell'uomo, per esempio, con il trasferimento di una mediazione, che sembra mancare se la percezione è tattile. Come, del resto, una cosa può essere vista direttamente o attraverso la sua riflessione in uno specchio o nella sua fotografia. Si tratta, infatti, di un trasferimento strumentale, sia nell'uomo, sia nella macchina, che — come tale — può rimanere del tutto inconsapevole e che comunque non sostituisce affatto le operazioni, di differenziazione, di figurazione, ecc., cui dobbiamo la percezione. Basti pensare alla lettura di un testo, che certo non muta, se il testo si trova su una pagina o se testo e pagina sono riflessi in uno specchio, o fotografati. Né queste operazioni mutano, quando i differenziati siano trovati ad un tempo o in tempi successivi: cioè, per esempio, afferrando d'un colpo un oggetto con la mano o toccandolo e percorrendolo successivamente con un dito.
La macchina possiede altri due organi differenziatori, l'uno *acustico* (blocco 3) e l'altro *coscienziale* (blocco 4), che sono invece fissi, il primo per decisione riduttiva di costruzione, il secondo per la funzione esclusivamente temporale, che esso svolge.

17.3.2.2 - *Differenziazione e figurazione*

Naturalmente, come si è visto, *il semplice cambiamento di stato o di posto non basta a produrre la differenziazione e la figurazione*. Per esempio, continuamente appoggiamo le mani su questa o quella cosa, o le stacchiamo, ma non per questo diventano nostri contenuti mentali un duro ed un molle, e continuamente agitiamo le braccia, ma non ne risulta alcuna figura. Si è detto che queste attività diventano contenuti mentali in quanto ad esse si aggiunge l'attività coscienziale (o attenzionale, o presenziale). La presenza a noi, la coscienza, non va dunque vista nei termini magici ed antitecnici del raddoppio caratteristico della tradizione conoscitiva, in cui qualcosa che esistesse di per sè come incognito, cioè come non presente a noi, in un suo posto e momento, diventerebbe cognito, cioè presente a noi, in quanto trasferito in noi, pur rimanendo nel suo posto e momento. Si tratta, invece, di svolgere o non svolgere una particolare attività in concomitanza di altre, e questa attività è appunto quella coscienziale (o attenzionale, o presenziale). Le condizioni, che devono sussistere, studiabili in termini di spazio o tempo o intensità, ecc., riguardano l'integrità dell'organo o la sua eccitabilità, ma non il dinamismo, che ne promuove le funzioni a contenuti mentali.

(*continua*)

Macchina ad altissima precisione per lavorazioni con il sistema dell'erosione a scintilla

Il metodo di lavorazione dei materiali per mezzo di scariche di scintille — noto come erosione a scintilla — è stato ulteriormente migliorato da C. van Osenbruggen nei Laboratori di Ricerca della Philips di Eindhoven, per ottenere operazioni di lavorazione a macchina per dimensioni piccolissime con grande precisione ed a velocità relativamente alta.
Nel processo di erosione a scintilla il materiale è rimosso dal pezzo in lavorazione per mezzo di scariche di scintille ripetute fra un elettrodo e il pezzo in lavorazione. Questo metodo fisico presenta numerosi vantaggi rispetto ai consueti metodi meccanici (trapanazione, lavorazione al tornio, ecc.): il pezzo in lavorazione non subisce un carico meccanico e, con un'idonea scelta del profilo dell'elettrodo, è possibile trapanare non solo fori rotondi, ma anche a forma stellare o rettangolare. L'erosione a scintilla non ha ancora trovato ampia applicazione nelle tecniche di alta precisione poichè in molti casi non ha raggiunto le esigenze abbinate di velocità e precisione nelle dimensioni.
Per quanto riguarda il processo di erosione a scintilla sono importanti i seguenti fattori:
l'energia elettrica della scintilla è fornita, in genere, da un condensatore caricato ad una tensione specifica. La scarica fra il pezzo in lavorazione e l'elettrodo si verifica in uno speciale fluido isolante, chiamato « fluido per scintilla »; il procedimento dipende dalla carica e dalla tensione del condensatore, le dimensioni e la forma dell'elettrodo, la distanza dal pezzo in lavorazione, la natura del materiale dell'elettrodo e il fluido per scintilla.
Dopo uno studio sistematico di questi fattori, van Osenbruggen è riuscito ad accrescere la precisione ed anche la velocità del metodo di erosione a scintilla. Le caratteristiche meccaniche delle macchine sperimentali sono perfettamente abbinate a quelle della parte elettronica che produce l'energia della scintilla di dimensioni ben definite ed alla sistemazione e allo spostamento dell'elettrodo.
Si è fatto poi uso di elettrodi di metalli durissimi (come il tungsteno e il rame al tungsteno) di dimensioni, forma e rifinitura della superficie ben definite, che vengono preparati su una macchina speciale di micromolatura. In questo modo sono stati ottenuti i notevoli risultati che qui esponiamo.
Con una macchina, appositamente progettata per l'erosione a microscintilla, è possibile effettuare fori piccolissimi e scanalature in ogni tipo di conduttore con precisione dell'ordine di un micron. Il foro cilindrico più piccolo, che è possibile ottenere, ha un diametro di 0,005 m. Si può trapanare un foro rotondo del diametro, mettiamo, di 0,02 mm in una piastra di acciaio al cromonichel dello spessore di 0,15 mm in tre minuti circa. La rugosità del bordo (R_{max}) del foro è di soli 0,06 μm. In una piastra dello spessore di 4 mm di un materiale ancora più duro, carburo di tungsteno, si può allargare un foro di 0,4 mm sino a 0,6 mm in sei minuti e mezzo con una precisione dimensionale di circa 4 micron ed una rugosità del bordo di soli 5 micron. Con la stessa precisione si ottengono modelli di scanalature e fessure.
Un'altra macchina, appositamente disegnata per ottenere grandi velocità, è caratterizzata da notevole versatilità. Può essere infatti usata sia per fare piccoli fori e scanalature con grande precisione, sia per dimensioni maggiori (per esempio da 10 a 20 mm²). Data un'energia elettrica idonea per la scintilla (può variare da 10^{-5} joule a 2×10^{-3} joule), la velocità del processo può essere posta in termini ottimali in connessione con la levigatezza della superficie voluta. I due valori di energia suddetti corrispondono rispettivamente ad una rugosità di 0,6 μm e 3,8 μm.
Questa macchina velocissima usa come fluido per scintilla l'acqua deionizzata, sì che cresce notevolmente la frequenza di ripetizione della scintilla. In un pezzo in lavorazione di acciaio temperato, ad esempio, il metallo può essere rimosso alla velocità di 4-5 mm³ al minuto. In mezzo minuto la macchina può perforare un orifizio d'apertura di 0,35 mm per un iniettore d'un motore diesel, con una precisione dimensionale di 5μ. Un ulteriore esempio è dato dalla perforazione simultanea in un minuto di cento fori del diametro di 0,5 mm in una piastra dello spessore di 0,1 mm.
Altra variante di questa macchina ad erosione a scintilla è una macchina profilante in cui è stato inserito un gruppo di fotodiodi per seguire automaticamente le linee del disegno sul pezzo in lavorazione e sotto l'elettrodo a scintilla il pezzo in lavorazione effettua il suo movimento in scala 50 o 500 volte più piccola di quella dei fotodiodi. La precisione del modello così inciso è rispettivamente di 10 μm e 1 μm.
Riassumendo, ci si può attendere che, in conseguenza dei miglioramenti suddetti, il procedimento di erosione a scintilla troverà in futuro un'applicazione molto più vasta soprattutto per le operazioni di precisione sui metalli duri e nei casi in cui è necessaria una sagoma particolare.

(*n. ph.*)

per. ind. Renato Magnani

Analizzatore per circuiti integrati*

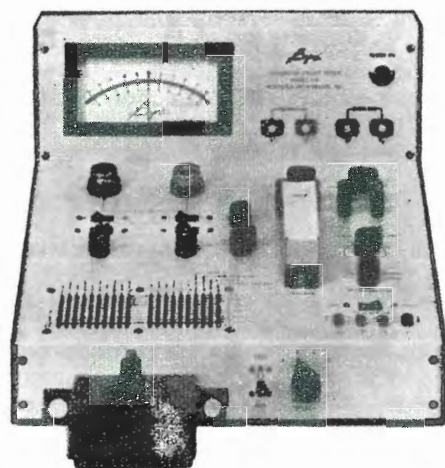



Fig. 1 - Foto dell'analizzatore per circuiti integrati mod. 710.

1. - GENERALITÀ

La sempre maggior diffusione dei circuiti integrati anche nel campo dell'elettronica industriale e commerciale ha fatto nascere l'esigenza di apparati di prova in grado di controllarne, in modo semplice ed economico, l'efficienza. Per questa ragione siamo certi che risulterà del massimo interesse la presentazione degli analizzatori per circuiti integrati, serie 700 della MICRODYNE INSTRUMENTS.

Le principali caratteristiche di questa serie di strumenti, che comprende 7 modelli, tutti dotati di circuiti allo stato solido, sono la possibilità di effettuare le prove sia in modo manuale mediante l'uso di una matrice di tipo « cross point », che in modo semiautomatico mediante l'uso di una spina di programma precablata, l'elevata velocità di prova (in media circa 30 secondi per circuito) che si ottiene mediante l'uso della spina di programma, la capacità di effettuare prove sia su circuiti digitali che lineari, ad esempio amplificatori operazionali, la possibilità di effettuare misure dirette sia di tensione che di corrente, la presenza di limitatori di corrente e di tensione su tutte le alimentazioni, l'adozione di generatori d'impulsi di frequenza ad ampiezza variabili, la possibilità di selezionare diversi circuiti di carico, sia come resistenza che come capacità ed infine la possibilità di usare circuiti interni comparatori di uscita con livello di soglia regolabile; un ottimo pregio di diverso genere ma ugualmente apprezzabile è il costo contenuto di detti strumenti.

Dal punto di vista dell'uso pratico questi analizzatori si distinguono per la grande semplicità e flessibilità d'impiego che permettono la prova sia di una serie di circuiti integrati uguali, mediante l'uso della spina di programma precablata, che quella di un singolo circuito mediante il comando manuale della matrice ad incrocio di accoppiamento.

Si può quindi dire, riprendendo una frase tratta dall'opuscolo originale americano di presentazione, che questi strumenti sono stati progettati « con l'utente in mente ».

Tutti gli analizzatori sono dotati, per le misure di tensione e corrente, di strumento indicatore a nastro teso, ad eccezione dei modelli 711 e 716 che sono dotati di indicatore digitale a 3 cifre, e di indicatori equipaggiati con lampade ad incandescenza per la segnalazione dell'intervento dei circuiti rivelatori di sovraccarico e dei comparatori a soglia.

In conclusione ci sembra che questi strumenti per le loro caratteristiche siano particolarmente adatti per l'uso di laboratorio, per la ricerca di difetti e, mediante l'uso del programma precablato, per il controllo di piccole serie di produzione.

2. - DATI TECNICI

Poiché sarebbe impossibile su questo articolo analizzare le caratteristiche di tutti i modelli della serie 700 qui di seguito, e per tutto il resto dell'articolo, verrà preso in considerazione il modello 710 che ci è parso rappresentativo della serie in quanto, pur essendo un modello economico, ha in buona parte le prestazioni dei modelli più sofisticati.

I dati tecnici seguenti si riferiscono quindi al mod. 710:

sistema di prova: manuale con l'uso della matrice o semiautomatica con l'uso del programma precablato;

tipo di prova: in corrente continua e funzionale;

numero max di terminali dei circuiti in prova: 16;

strumento indicatore: del tipo a nastro teso con scala a specchio;

alimentatori di prova a tensione stabilizzata: ne sono previsti due con uscita regolabile da 0 a ± 25 V. La regolazione della tensione d'uscita avviene tramite un potenziometro di precisione a 10 giri. La tensione è stabilizzata allo 0,05 % e la tensione di ronzio è inferiore ai 5 mV. La corrente erogabile può essere limitata su 5 gamme mediante un commutatore a 1, 5, 10, 50 e 100 mA.

Gli alimentatori sono protetti contro i cortocircuiti e la presenza di sovraccarichi viene segnalata dall'accensione delle lampade d'allarme montate sul pannello frontale.

Nel caso si debba utilizzare una tensione d'alimentazione più alta è possibile l'inserzione di un alimentatore esterno collegato attraverso la matrice.

Alimentatore di tensione di riferimento per i circuiti comparatori di uscita: è in grado di erogare fino a 10 V regolabili in modo da poter variare il livello di soglia dei circuiti comparatori;

generatore impulsi: è del tipo ad onda quadra simmetrica con livello di segnale regolabile da 0 a 8 V. La frequenza di funzionamento può essere selezionata mediante commutatore a 5 Hz, 100 Hz, 5 kHz e 10 kHz. Il tempo di discesa del segnale è inferiore ai 50 nsec.

Il rapporto impulso/pausa (duty cycle) è del 50 %;

circuiti di carico: lo strumento è dotato di circuiti di carico interni, sia resistivi sia capacitivi selezionabili mediante commutatori.

I valori di carico resistivo sono di 100 Ω, 500 Ω, 1, 5, e 10 kΩ; i valori capacitivi sono: 10, 50, 100 e 1000 pF. Tutti i circuiti di carico sono duali. Nel caso si debbano usare carichi diversi da quelli previsti è possibile l'inserzione, tramite boccole, di circuiti esterni;

circuito di misura: equipaggiato con strumento a nastro teso e precisione del 2 % sul fondo scala. L'impedenza d'ingresso è di 10 MΩ. Le gamme di lettura di tensione sono di 1, 5, 10 e 50 V. In misura di corrente le gamme sono 100 μA, 1, 5, 10, 50 e 100 mA;

assorbimento dalla rete: circa 10 W;

accessori: sono disponibili adattatori di connessione per tutte le esecuzioni standard di circuiti integrati. Esecuzioni speciali sono fornibili a richiesta.

3. - PRESENTAZIONE E COMANDI DELLO STRUMENTO

L'analizzatore è montato in un contenitore del tipo « bench top » con piano di prova, e l'alzata frontale ove sono collocati lo strumento indicatore ed i circuiti di controllo.

I potenziometri V1 e V2 sono del tipo di precisione a 10 giri con scala di indicazione e servono a regolare la tensione d'uscita dei due rispettivi alimentatori di prova.

I commutatori « Multiplier » a due posizioni X1 e X3 determinano la gamma di funzionamento dei potenziometri V1 e V2. Se un commutatore è in posizione X3 l'uscita è uguale a 3 volte l'indicazione riportata sulla scala del potenziometro relativo.

I commutatori « Polarity » permettono l'inversione di polarità dell'uscita degli alimentatori V1 e V2.

I commutatori « MA Limit » fissano la massima corrente assorbibile dagli alimentatori V1 e V2. Le gamme di funzionamento sono a 1, 5, 50 e 100 mA.

Il commutatore a 4 posizioni « PRF » determina la frequenza di funzionamento del generatore ad onde quadre. La frequenza può essere fissata a 5 Hz, 100 Hz, 5 kHz e 10 kHz.

Il comando « Pulse amplitude » regola da 0 a 8 V la tensione d'uscita dal generatore impulsi ad onde quadre.

Il commutatore « Meter function » collega il circuito di misura in 6 diversi modi. Nelle posizioni V1 e V2 il misuratore viene collegato rispettivamente alle uscite degli alimentatori V1 e V2 con riferimento a terra, cosicché, volendo, è possibile effettuare un controllo di queste tensioni, dopo che esse siano state regolate.

Nelle posizioni I1 e I2 il misuratore è posto in serie alle uscite di V1 o di V2 e può misurare la corrente erogata.

Nella posizione « Matrix » un terminale del misuratore è connesso alla barra 1 orizzontale della matrice d'accoppiamento manuale mentre l'altro terminale è a terra.

Nell'ultima posizione « Prog. » i terminali del misuratore sono portati all'innesto del programma in modo da poter essere accoppiati ai vari circuiti secondo il programma.

Il commutatore « Range » viene usato per la soluzione delle gamme di tensione e di corrente del misuratore. Le gamme di tensione sono 1, 5, 10 e 50 V; quello di corrente 100 μA, 1, 5, 10, 50 e 100 mA.

Il comando « Clock » permette la messa a terra o la connessione dell'uscita del generatore impulsi, attraverso la spina di programma, al terminale di « Clock » del circuito in prova.

I 4 tasti « Prog. Input » (chiamati sugli schemi PSW1, PSW2, PSW3 e PSW4) permettono la connessione, quando sono premuti, di segnali programmati ai terminali d'ingresso del circuito in prova.

Ogni tasto è del tipo a scambio per cui è possibile effettuare il programma in modo tale che i tasti che non siano premuti possono portare, sui rispettivi terminali del circuito in prova, un potenziale di OFF.

Il commutatore « Prog. Test Select » a 4 posizioni connette gruppi di linee programmate dal circuito in prova ai tasti PSW1÷PSW4 ed agli indicatori d'uscita.

Il commutatore « R » è del tipo a 2 vie, 6 posizioni e permette di selezionare carichi resistivi duali da 10 Ω, 500 Ω, 1 kΩ, 5 kΩ e 10 kΩ. La posizione « Ext » permette il collegamento alle boccole di resistenze esterne. La precisione delle resistenze interne è del ± 5 % e la dissipazione massima di 5 W.

Il commutatore « C » è del tipo a 2 vie, 6 posizioni e permette di selezionare carichi capacitivi duali da 10, 50, 100, 500 e 1000 pF. La posizione « Ext » permette il collegamento alle boccole relative di condensatori esterni.

La precisione dei condensatori interni è del ± 10 % con tensione massima di 500 c.c.

La chiave « Test » comanda l'inserzione simultanea degli alimentatori V1 e

(*) Realizzato dalla Microdyne Instruments, rappresentata in Italia dalla BFI Elettronica S.p.A.

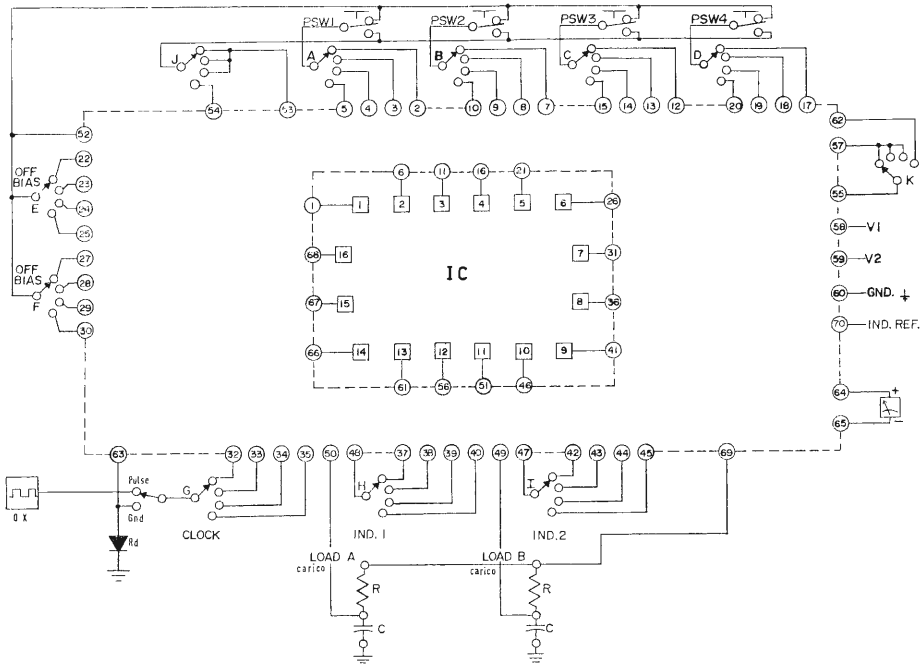



Fig. 2 - Schema funzionale di programma dell'analizzatore.

V2. L'azionamento è instabile se la chiave viene abbassata mentre è stabile se viene alzata.

Il comando semifisso « Ref. cal. » regola la tensione di soglia dei circuiti comparatori di tensione di uscita. Per la lettura della tensione che viene erogata si deve portare lo slittino di comando della barra verticale n° 20 (output ind ref.) della matrice in corrispondenza della 1ª orizzontale (Meter) dove è collegato il misuratore di tensione.

Il commutatore di funzioni dev'essere ovviamente in posizione « Matrix ».

Sul piano di lavoro è infine prevista la matrice di accoppiamento del tipo « cross bar » 10×20 che permette di effettuare, in modo semplice e senza necessità di collegamenti esterni, qualsiasi connessione fra i terminali del circuito in prova ed i circuiti dell'analizzatore. La misura con l'uso della matrice si adatta particolarmente bene per l'uso di laboratorio, ove assai spesso si deve controllare un singolo circuito; inoltre i 16 terminali del circuito in prova sono portati ad altrettante boccoline in corrispondenza delle sedici barre verticali relative della matrice, in modo da rendere particolarmente agevole un controllo ausiliario, con strumenti esterni, sul circuito in prova.

Sulla parte inferiore dello strumento è collocata la spina di innesto per l'adattatore relativo al circuito in prova, mentre sul piano di lavoro si trova l'innesto per la spina cablata del programma.

Sull'alzata dello strumento infine, oltre ai vari indicatori, è montato l'interruttore di rete.

4. - DESCRIZIONE SCHEMA FUNZIONALE DI PROGRAMMA

In figura 2 è rappresentato lo schema funzionale di programma dell'analizzatore, che corrisponde praticamente allo schema a blocchi.

Nella parte centrale dello schema è rappresentato il circuito integrato (IC) in prova con i suoi terminali numerati da 1 a 16; in corrispondenza ad ognuna di questi ultimi è riportata la numerazione dei relativi innesti della spina di programma; tutti gli altri innesti di questa sono riportati lungo la linea tratteggiata esterna.

Fra questi due gruppi di innesti della spina, nello spazio lasciato in bianco, avvengono le connessioni relative al programma di prova per il circuito in esame. Per la realizzazione di queste connessioni si procede nel seguente modo, avvalendosi dell'aiuto dello schema di programma stesso e della tabella « Program form », riportata in fig. 3. A titolo di esempio la tabella riportata in figura risulta già compilata e riguarda la prova di un circuito Flip-Flop DTL-948. Ci si procura per prima cosa tutte le caratteristiche del circuito da provare, quali tipo di realizzazione, numerazione dei terminali e parametri circuitali e si determina il tipo di zoccolo adattatore di prova che dev'essere utilizzato segnandone quindi i terminali nella colonna « Adapter terminal » di fronte ed in

DTL-948 FLIP-FLOP

DEVICE TERM. IDENTITY	ADAPTER TERM.	TESTER TERM.	PROG. PIN #	FROM	TO
N/C		1	1		
Clock		2	6		12
Sc 1		3	11		18
Sc 2		4	16		43
Co		5	21		7
Q		6	26	50	
Gnd.		7	31		55
N/C		8	36		
Q̄		9	41	49	
Sd		10	46		2
Cc 2		11	51		38
Cc 1		12	56		8
N/C		13	61		
Vcc ± 5.00v		14	66	58	69
		15	67		
		16	68		

MISCELLANEOUS FUNCTIONS	PROG. PIN #	FROM	TO
A, B, C INPUT TO PSW'S	53		62
D INPUT TO PSW'S	54		57
D Vcc/GND TO METER	62	53	64
Vcc/GND IN	57	54	60
Vcc/GND TO D.U.T.	55	31	
OFF BIAS IN	52		59
V1	58		66
V2	59	52	
GROUND	60	57	65
METER POSITIVE	64	62	
METER NEGATIVE	65	60	
IND. 1 TO LOAD	48		50
LOAD A	50	48	26
IND. 2 TO LOAD	47		49
LOAD B	49	47	41
LOAD RES. COM.	69	66	
INDICATOR REF.	70		
CLOCK GND.	63		

	FUNCTION			
A	PSW 1	2	46	3
A	PSW 2	7	21	13
A	PSW 3	12	6	33
A	PSW 4	17		
A	OFF BIAS	22		
A	OFF BIAS	27		
A	CLOCK PULSE	32		
A	INDICATOR 1	37		
A	INDICATOR 2	42		
B	PSW 1	3	2	4
B	PSW 2	8	56	39
B	PSW 3	13	7	14
B	PSW 4	18	11	44
B	OFF BIAS	23		
B	OFF BIAS	28		
B	CLOCK PULSE	33	12	34
B	INDICATOR 1	38	51	9
B	INDICATOR 2	43	16	19
C	PSW 1	4	3	5
C	PSW 2	9	38	
C	PSW 3	14	13	10
C	PSW 4	19	43	
C	OFF BIAS	24		
C	OFF BIAS	29		
C	CLOCK PULSE	34	33	
C	INDICATOR 1	39	8	
C	INDICATOR 2	44	18	
D	PSW 1	5	4	
D	PSW 2	10	14	
D	PSW 3	15		
D	PSW 4	20		
D	OFF BIAS	25		
D	OFF BIAS	30		
D	CLOCK PULSE	35		
D	INDICATOR 1	40		
D	INDICATOR 2	45		

PROGRAM NO. ______
CIRCUIT TYPE 948
PACK. D.I.P.
SOCKET ______
V1 ± 5.00v MA LIM. 50
V2 ± 4.00v MA LIM. 1
LOAD R .5k
LOAD C N/A
PRF 100 PULSE AMPL. 4.0v
INDICATOR REF. .400v
RANGE 5ma CLOCK SW. Gnd.

TEST SPECS:
Isd & Icd 1.60ma max.
Isc & Icc 1.07ma max.
Icp 3.40ma max.
Icc 11.0 ma max.

PROCEDURE:

SELECT A

Depress PSW's 1 & 2 in turn and read Isd and Icd while monitoring output indicators to insure that Flip-Flops changes state. Depress PSW 3 and read Icp.

SELECT B

Depress PSW 1, then PSW 1, and read Icc.
Depress PSW 3, then PSW 4 and read Isc.
Change clock switch to Pulse. Observe that both indicators are on. (Dim) Depress PSW 2 observe Ind. 1 off. Depress PSW 4 Observe Ind. 2 off.

SELECT C

Repeat procedure under B.

SELECT D

Turn load R Switch to ext., meter range to 50 ma range.
Depress PSW 1. Read Icc for Q=1. Depress PSW 2, read Icc for Q=1.

Fig. 3 - Tabella « Programm form » con riportate la successione di prove e le connessioni da effettuarsi nella prova di un circuito Flip-Flop DTL-948.

corrispondenza alla numerazione dei 16 terminali del circuito in prova (colonna Tester Term). Quindi riempire la colonna denominata « Device Terminal Identity », cioè dare la sua denominazione ad ogni ingresso, ad esempio: ingresso 1, uscita 2, Vcc, terra, ingresso clock, etc.

Quindi si compilano, basandosi sulle caratteristiche del circuito in prova, le righe al centro della tabella a destra. Al di sotto di queste righe vi è la sezione « Procedure » dove dev'essere riportata la sequenza delle prove con i loro risultati per ciascuna delle 4 selezioni di prova A, B, C e D. Tenendo presente che in ogni selezione di prova possono essere usati i 4 tasti PSW1÷4 e che ciascuno di questi ultimi può essere azionato per ogni posizione del commutatore di « Clock », può essere facilmente programmata una completa sequenza di prova. Con riferimento allo schema di programma funzionale si noti che tutti i commutatori rappresentati, all'infuori del commutatore di « Clock », si spostano

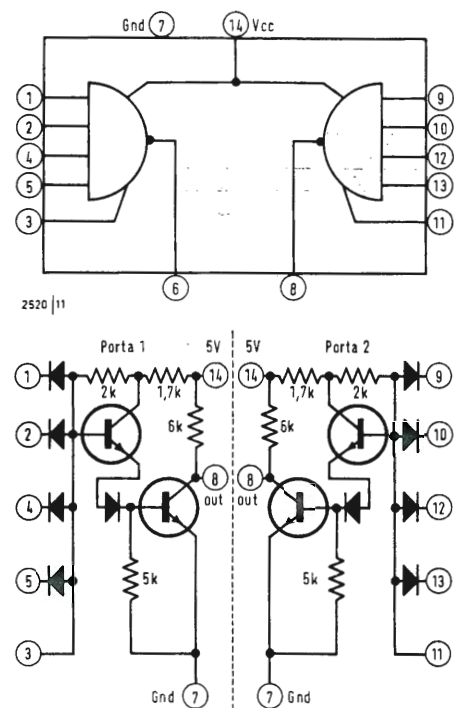



Fig. 4 - Schema a blocchi ed elettrico di circuito porta AND duale con amplificazione di tipo DTL-930.

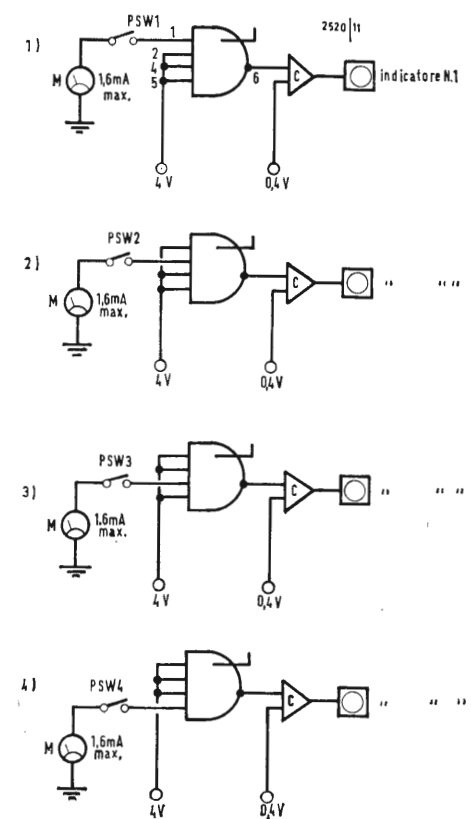



Fig. 5 - Schemi a blocchi semplificati relativi alle 4 prove effettuate in posizione A sul circuito DTL-930.

contemporaneamente secondo la successione di prova A, B, C, D.
Si tenga presente che misure di corrente di assorbimento del circuito in prova in stato di « ON » e di « OFF » devono essere effettuate in prova D.
Dopo aver completato la successione di prova dev'essere stabilito il cablaggio della spina di programma; per la determinazione di questo si utilizzano le 2 colonne « From » e « To » dove dev'essere scritta rispettivamente la paglietta di provenienza e di direzione del cablaggio visto dalla paglietta in esame della spina di programma (colonna « Prog. Pin »); come esecuzione pratica si parte quindi, in successione da ciascun terminale e lo si collega con tutte le sue destinazioni.
Completate queste connessioni devono essere effettuate, con le stesse modalità, quelle relative al gruppo « Miscellaneous functions »; le funzioni e gli usi di queste ultime vengono chiarite qui di seguito.
La 1ª funzione « A, B, C Input to PSW'S » permette di effettuare una misura di corrente assorbita ad un ingresso di un circuito e viene realizzata collegandone il terminale relativo con un terminale del circuito di misura, « Meter positive » o « Meter negative » a seconda delle polarità di comando.
Nell'esempio riportato in tabella a questo terminale (53) è collegato il terminale « Meter positive » (64) transitando sul terminale 62. Questo tipo di connessione di ingresso risulta presente per le selezioni di prova A, B e C, come risulta evidente dallo schema essendo riuniti i primi 3 passi del commutatore J.
Il terminale « D Input to PSW'S » viene collegato in selezione D. La ragione di questo terminale è che il circuito di misura, che nelle prove A, B, C era collegato al commutatore J, può essere commutato su un'altra funzione in modo da rilevare l'assorbimento del circuito in prova e quindi su questo punto è necessario applicare il potenziale o la terra che venivano prima portati attraverso il circuito di misura.
Il terminale «D Vcc/6nd IN TO Meter» permette appunto la connessione in serie del circuito di misura con la Vcc o la terra del circuito in prova, in modo da misurare l'assorbimento.
Il terminale « Vcc/6nd IN » è da collegare a terra nel caso di prove su circuiti DTL o TTL; nel caso di prove su circuiti RTL dev'essere collegato ad uno degli alimentatori V1 o V2.
In relazione alla connessione sopra eseguita il terminale « Vcc/6nd to D.U.T. » è da collegare al terminale di terra o di Vcc del circuito in prova.
Il terminale « OFF BIAS IN » è da prevedere collegato a terra o ad una tensione in relazione al comando di OFF necessario per il circuito in prova. Questo terminale è connesso con PSW1÷4 e con le due sezioni « OFF BIAS » (E ed F) del commutatore di funzioni in modo da poter eventualmente fornire un potenziale di OFF per i terminali di ingresso che non vengono controllati.
I terminali V1, V2 e Ground (terra) vengono collegati, secondo le necessità, agli altri terminali.
I terminali « Meter positive » e « Meter negative » possono essere collegati ai terminali « A, B, C INPUT TO PSW'S; D Vcc/6nd to Meter; V1; V2 » o terra secondo bisogno e, come abbiamo visto più sopra, in relazione al circuito in prova.
I terminali «IND 1 to Load» e «IND 2 to Load» devono sempre esser collegati ai terminali «Load A» e «Load B» quando vengono usati gli indicatori di uscita.
Il terminale « Load Res. Co. » può essere collegato a terra o ad una tensione in relazione al circuito in prova.

5. - ESECUZIONE DELLE PROVE

Allo scopo di meglio chiarire la successione e lo svolgimento delle prove con spina di programma si riportano qui di seguito la sequenza delle manovre che vengono effettuate per il controllo di un circuito porta duale tipo DTL-930, di cui in fig. 4 diamo lo schema a blocchi e lo schema elettrico. Si tratta, come si può vedere di un circuito duale AND a 4 ingressi con ingresso ausiliario seguito da amplificatore a 2 stadi.
Le prove che devono essere effettuate su questo circuito sono:

1 corrente di carico di ingresso, per tutti i dieci ingressi;
2 cortocircuito fra gli ingressi;
3 controllo della commutazione in logica « 1 » e « 0 »;
4 corrente di cortocircuito d'uscita;
5 corrente assorbita con il circuito in logica « 1 »;
6 corrente assorbita con il circuito in logica « 0 ».

Riferendoci alla tabella Programm Form che viene compilata per la prova di questo circuito si effettuano le seguenti manovre:
si regola V1 (che funziona da alimentazione di Vcc) a 5,00 V positivi con comando di « Multiplier » in X1;
si regola V2 (che fornisce il segnale di logica « 1 » in ingresso) a 4,00 V positivi con « Multiplier » in X1;
si fissa V1 MA Limit a 50 mA;
si fissa V2 MA Limit a 1 mA;
si regolano i comandi R e C per 500 Ω e 100 pF di carico;
si commuta il « Meter Function » in Prog.;
si portano in posizione OFF tutti gli scorrevoli della matrice ad incrocio;
si fissa la gamma (Range) del misuratore a 5 mA;
si porta il « Prog. Test Select » in posizione A;
il commutatore « Clock » in posizione 6nd;
si inserisce, infine la spina di programma ed il circuito in prova. A questo punto l'analizzatore è pronto per iniziare le prove. Si aziona quindi la chiave « Test » inserendo così le alimentazioni V1 e V2.
Si premono in successione i tasti PSW1÷4 e per ogni azionamento si legge la corrente assorbita in ingresso, che dev'essere di 1,6 mA max, per gli ingressi 1, 2, 4 e 5.
Si controlli inoltre che la lampada dell'indicatore d'uscita n° 1 si spenga ogni qualvolta venga azionato un tasto PSW e ci si assicuri che non si accenda nessun indicatore di sovraccarico. L'accensione dell'indicatore di sovraccarico di V2 significherebbe perdite o cortocircuito fra gli ingressi.
In fig. 5 sono riportati gli schemi a blocchi semplificati relativi alle prove effettuate in « A ».
Si ruota il « Prog. Test Select » in posizione B e si effettuano le stesse prove sopra descritte sugli ingressi 9, 10, 12 e 13 con l'unica variante di controllare il circuito indicatore d'uscita n° 2.
Si commuta ora il comando « R » su Ext e si passa quindi in prova C. Si premono in successione PSW1 e PSW2 e si controlla, per ogni azionamento, la corrente di carico degli ingressi 3 e 11 che deve risultare al massimo di 1,9 mA. Si osservi inoltre che vadano in OFF, cioè si spengano, gli indicatori 1 e 2 rispettivamente. Gli schemi semplificati di queste due misure sono riportati in figura 6.
Si premano quindi PSW3 e PSW4 e si controlla per ogni azionamento la corrente d'uscita in cortocircuito per le uscite 6 e 8 e che dev'essere contenuta fra gli 0,6÷1,34 mA.
Gli schemi semplificati della misura sono in fig. 7.
Si cambia quindi il « Range » dello strumento indicatore a 10 mA e si porta il « Prog. Test Select » in prova D. Si controlli ora l'assorbimento di corrente di alimentazione del circuito, che, avendo tutti gli ingressi sospesi, è in stato di logica « 1 ». L'assorbimento non deve superare i 6,5 mA.
Si premano quindi unitamente i tasti PSW1 e PSW2 controllando l'assorbimento del circuito in logica « 0 ». Per queste due ultime prove si vedano gli schemi in fig. 8.
Si rilascia ora la chiave « Test », si ritorna il comando « R » a 0,5 kΩ, il « Range » a 5 mA e il « Prog. Test Select » in posizione A. L'analizzatore è ora pronto per la prova di un altro circuito; si noti che tutto un ciclo di prove richiede in genere solo 30 sec.

Fig. 6 - Schemi a blocchi semplificati relativi alle prove 1 e 2 effettuate in posizione C sul circuito DTL-930.

Fig. 7 - Schemi a blocchi semplificati relativi alle prove 3 e 4 effettuate in posizione C sul circuito DTL-930.

Fig. 8 - Schemi a blocchi semplificati relativi alle prove effettuate in posizione D sul circuito DTL-930.

6. - CIRCUITI PRINCIPALI DELL'ANALIZZATORE

In fig. 9 è rappresentato lo schema a blocchi semplificato del circuito misuratore dell'analizzatore.
Lo strumento indicatore, del tipo a nastro teso, è comandato da un amplificatore operazionale differenziale, alimentato da un circuito stabilizzatore in parallelo che fornisce le due tensioni a + 15 e — 15 V verso terra, rappresentate sullo schema dalle batterie.
Il generatore di impulsi ad onde quadre è costituito essenzialmente da un transistore unigiunzione che può oscillare a 5 Hz, 200 Hz, 5 kHz o 10 kHz in relazione alla costante di tempo determinata da un circuito RC collegato all'emettitore del transistore. La variazione di frequenza avviene mediante variazione della capacità del condensatore.
Il segnale d'uscita del transistore unigiunzione pilota un transistore NPN

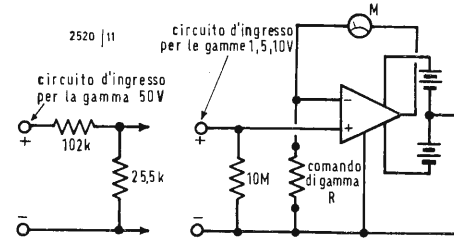



Fig. 9 - Schema a blocchi semplificato del circuito misuratore dell'analizzatore.

che funge da separatore il quale, a sua volta, comanda un circuito Flip-Flop generando così un'onda quadra simmetrica in uscita. Il segnale viene quindi prelevato sul collettore di un transistore collegato all'emettitore comune ed è regolabile da 0 a 8 V per mezzo della variazione della tensione d'alimentazione di collettore, che viene fornita tramite un « emitter follower » regolabile. Il tempo di discesa del segnale in uscita è inferiore ai 50 nanosecondi.

Lo schema di fig. 10 rappresenta i due circuiti indicatori d'uscita, costituiti essenzialmente da due circuiti rivelatori di livello con ingresso di riferimento in comune. Ogni qualvolta la tensione ad uno degli ingressi cade al di sotto del livello di riferimento prestabilito, l'uscita del comparatore diventa meno positiva e causa l'attivazione del circuito di comando (LD) della lampada relativa che quindi s'accende.

In fig. 11, infine è rappresentato lo schema di uno dei due alimentatori V1 e V2.

La tensione di riferimento E_{in}, prelevata sul potenziometro di comando della tensione, viene inviata all'ingresso non invertente di un amplificatore operazionale. Questo, a sua volta, comanda un amplificatore « Booster » che è inserito nel circuito di controreazione. La tensione d'uscita E_{out} è quindi presente al punto di giunzione fra l'uscita del « Booster » e la resistenza di controreazione Rf. Questo è connesso a sua volta all'ingresso invertente dell'amplificatore operazionale ed alla resistenza Ri. Con questa connessione si stabilisce fra la tensione d'uscita e la tensione di riferimento la seguente relazione:

$$E_{out} = E_{in} \left(\frac{Rf}{Ri} + 1 \right)$$

Poiché Rf è uguale a 2 volte Ri se il comando moltiplicatore è in posizione X3 la tensione E_{out} è uguale a 3 volte E_{in}.

Se il moltiplicatore è in posizione X1 il valore di Ri diventa praticamente infinito ed $E_{out} = E_{in}$.

Se il carico assorbito eccede i limiti fissati, sia in senso negativo sia positivo, intervengono i transistori limitatori Q13 o Q16 che mandano all'interdizione i transistori regolatori d'uscita. Quando questo accade, e la tensione d'uscita E_{out} non alimenta quindi più l'amplificatore operazionale, questo porta la sua uscita al di fuori della normale gamma di funzionamento in senso positivo o negativo, come indicato sullo schema.

Questo causa l'attivazione del circuito NOR a due ingressi con conseguente accensione della lampada di segnalazione di sovraccarico. *A*

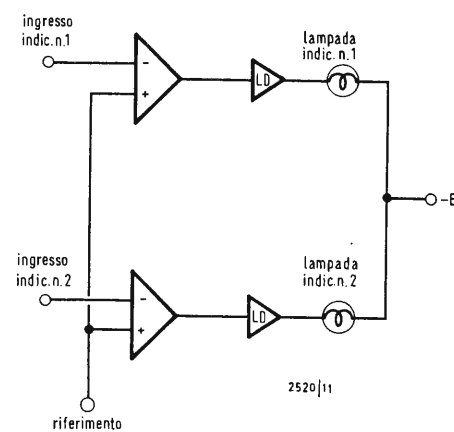
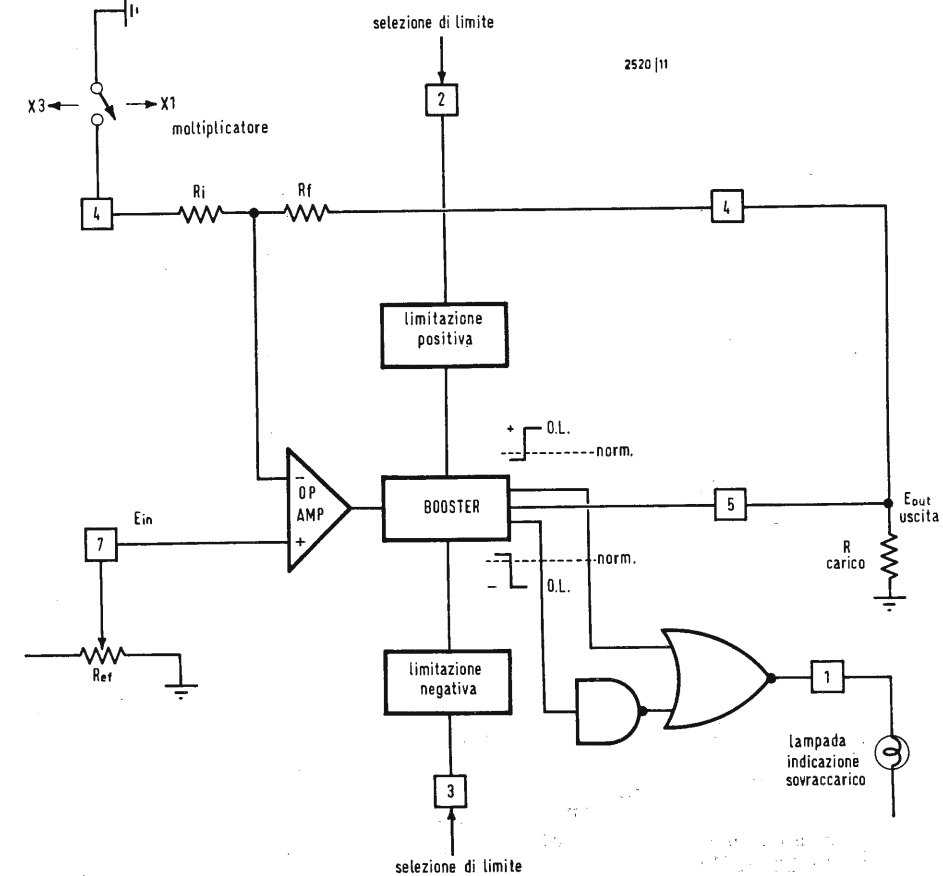



Fig. 10 - Schema a blocchi dei circuiti indicatori di uscita dell'analizzatore.

Fig. 11 - Schema a blocchi di uno dei due alimentatori, V1 e V2, dell'analizzatore.

dott. ing. Alessandro Banfi

In memoria di John Geloso

Il 3 febbraio ultimo scorso, è mancato a Milano a 69 anni, l'ing. Giovanni Geloso.

Da circa 40 anni era a capo di un'azienda floridissima sorta agli albori della radiofonia italiana.

L'ing. Geloso era un uomo di estrema modestia ed appassionatissimo alla sua arte.

Egli infatti considerava la radiotecnica come una vera e propria arte e come tale la trattava con piena dedizione.

Nei suoi primi anni di giovinezza intorno al 1920 egli emigrò in America ove si seppe fare apprezzare per il suo intuito tecnico nella soluzione dei problemi radioelettrici che allora si stavano affacciando all'industria.

Divenne presto direttore tecnico di una importante Ditta di New York, la Pilot Mfg, specializzata nella costruzione di apparati radiofonici.

E fu anche uno dei pionieri della televisione poiché nel 1928 realizzò un complesso trasmettente-ricevente con analisi meccanica a disco di Nipkow a 40 fori e 15 immagini al secondo, che effettuò a New York una serie di trasmissioni dalla stazione ad onda media della Rivista «Radio News» diretta da Hugo Gernsback.

E proprio nell'ufficio di Gernsback in New York Downtown, nella primavera del 1929, ho incontrato per la prima volta Geloso. Me lo ricordo tutto pieno di entusiasmo nel descrivermi i suoi ultimi lavori e particolarmente l'impianto di televisione, il primo funzionante regolarmente a New York, del quale andava fierissimo.

Egli si paragonava, ed a ragione, al Baird in Inghilterra che aveva realizzato a Londra nella stessa epoca, un impianto TV simile al suo.

L'ing. Geloso aveva però un'idea predominante: realizzare al più presto in Italia una grande industria radioelettrica.

Ed infatti, rinunciando alla brillante posizione già acquisita in America e presaga di futuri promettenti sviluppi, nel 1931 rientra in Italia e fonda la John Geloso S.p.A.

Ha così inizio l'attività prestigiosa di questa industria che tanto ha contribuito al diffondersi della radio, prima, e della televisione, più tardi, mettendo a disposizione dei radioamatori e delle piccole e medie aziende, una vasta serie di componenti per la costruzione di radioricevitori e televisori.

Chi non ricorda le famose scatole di montaggio Geloso?

E l'altrettanto famoso Bollettino Tecnico Geloso con tutte le informazioni tecniche ed istruzioni per l'impiego più razionale dei componenti offerti?

Giovanni Geloso era un mistico ed un sentimentale nella sua esistenza interamente dedicata alla tecnica radioelettrica.

Alieno da ogni forma di esibizionismo, si dedicava al suo lavoro con quella profonda passione che ha sempre dominato tutto l'arco della sua esemplare esistenza. *A.*

(segue da pag. 145) *PAL non porterebbe alcun beneficio economico-commerciale alla nostra industria, mentre l'opportunità dell'adozione del PAL, ci porterebbe all'allineamento con le tecniche tedesche ed inglesi che si possono senza dubbio alcuno, ritenere all'avanguardia della TV a colori.*

Ed occorre inoltre considerare che durante questi due ultimi anni d'attesa del « colore », l'industria italiana si è praticamente orientata verso il PAL in ciò invitata e favorita dalle trasmissioni quotidiane della RAI.

Tutta questa attività industriale, preparatoria di un prossimo importante programma di produzione di televisori a colori, rischia di andare seriamente compromesso se in luogo del PAL si dovesse adottare il SECAM.

Ovviamente, se vi fossero fondati motivi di un mutamento di tal genere, saremmo noi i primi a riconoscerlo ed a sostenerlo, anche se ciò dovesse comportare qualche sacrificio sul piano industriale: siamo infatti ancora in tempo a tirarci indietro. Ma non esiste invece alcun valido motivo per farci recedere dalla scelta « giudiziosa ed ufficiosa » del sistema PAL.

Non solo: ma vogliamo fermamente sperare che da questa riaperta polemica, nasca proprio quell'impulso decisivo che sospinga il nostro Governo a por fine all'attuale inutile battuta d'aspetto, che umilia e scoraggia la nostra industria nei confronti di quella estera. A.

dott. ing. A. Turrini

Commutatore rapido per la conversione digitale - analogica*

Per i commutatori elettronici per circuiti calcolatori e di misura si richiedono proprietà particolarmente elevate, quando vengono usati per la conversione digitale-analogica, cioè per l'inserzione e la disinserzione di resistenze di diverso valore. Alla normale necessità di una precisione dello 0,1% si aggiungono anche altri requisiti per il funzionamento dinamico. Il commutatore qui descritto richiede per l'intera operazione di commutazione al massimo 65 nsec e raggiunge, nel funzionamento inverso (emettitore e collettore scambiati tra loro) di transistori planari al silicio, anche una particolare stabilità.

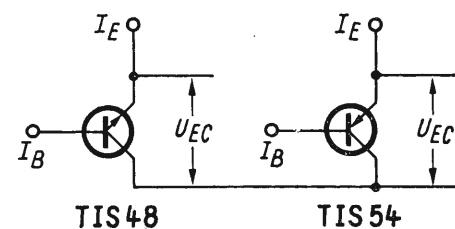



Fig. 1 - Circuito di misura per la registrazione di caratteristiche di transistori con saturazione inversa.

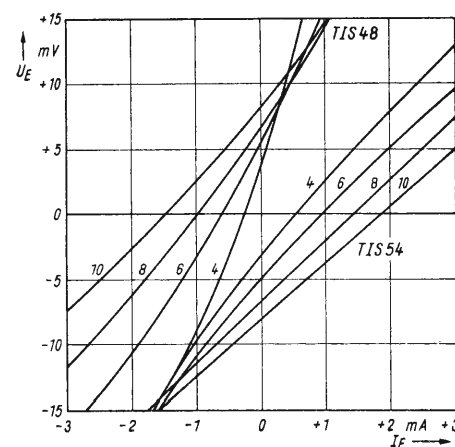



Fig. 2 - Caratteristiche dei transistori TIS48 e TIS54 con saturazione inversa.

1. - INTRODUZIONE

In una pubblicazione di H. Weidner [1] viene studiato un semplice commutatore elettronico per calcolatori analogici. La precisione è dell'1%, rispetto ad un'unità di macchina di ± 10 V; il tempo di commutazione è al massimo 6 μsec. I commutatori analogici sono un componente importante anche per i convertitori digitali-analogici. Il commutatore sopra citato però lavora troppo lentamente, quando occorrano convertitori rapidi. Il tempo di commutazione viene determinato essenzialmente dal transistore 2N1303. La tensione inversa di blocco del diodo base-emettitore, per i transistori RF si aggira appena sui 5 V, perciò in questo caso il tipo 2N1303 non è sostituibile con un transistore rapido.

In un convertitore lineare la tensione di riferimento è costante, perché la grandezza di uscita è proporzionale alla grandezza di entrata. Il commutatore analogico rapido qui descritto è stato perciò costruito per un riferimento fisso di ± 5 V. Se è sufficiente un tempo di commutazione di 6 μsec, si può usare il commutatore illustrato in [1] della bibliografia.

I convertitori sono necessari in modo crescente nei calcolatori ibridi [2]. Lo svolgimento delle operazioni è sostanzialmente diverso nei calcolatori analogici e in quelli numerici; essi possono corrispondere direttamente solo con frapposti convertitori.

2. - DATI DI LAVORO

Il semplice commutatore in oggetto deve soddisfare le seguenti condizioni:

a) deve essere applicato direttamente all'uscita di un circuito commutatore digitale. Una logica « 0 » corrisponde a una tensione di 0... + 0,4 V, una logica « 1 » a una tensione di + 2,3... + 4,0 V;

b) ad una logica « 0 » all'entrata deve essere correlata una tensione di riferimento di + 5 V all'uscita; ad una logica « 1 » una simile di — 5 V;

c) l'errore di commutazione deve essere minore di 0,1%;

d) il tempo di transito e il tempo di commutazione non devono superare insieme 100 nsec;

e) una variazione di temperatura da 0 a + 70°C non deve alterare la precisione del commutatore;

f) la resistenza di carico deve essere 3 kΩ.

3. - SCELTA DEL SEMICONDUTTORE APPROPRIATO

I requisiti ora stabiliti possono essere soddisfatti nel modo più semplice con transistori che lavorino invertiti, cioè nei quali il collettore e l'emettitore vengono scambiati tra loro e l'alimentazione si effettua attraverso lo spazio base-collettore.

In discussione sono ancora i transistori a effetto di campo (FET). Bisogna raggiungere tempi di commutazione inferiori a 50 nsec. La resistenza dello spazio assorbitore-sorgente è, anche per i tipi costosi, appena 20 Ω ed è inoltre dipendente dalla temperatura. La variazione è di circa l'1,5% per grado. Rispetto ad una resistenza di 3 kΩ, questi sono lo 0,01% per grado. Una variazione di temperatura di 10°C comporta già un errore dello 0,1%. In casi speciali, si può certamente compensare la deriva dei FET [3]. Molto diffusi nella tecnica dei calcolatori analogici sono già i transistori a effetto di campo, per es. nei commutatori per multiplex, per l'ottimazione di amplificazioni, nei registri magnetici di conteggio e di tenuta e per l'azzeramento di integratori [4; 5].

È facile soddisfare i requisiti elencati in 2, con i transistori complementari. Questi sono notoriamente transistori di tipo n-p-n e p-n-p con proprietà il più possibile uguali. I due tipi vengono eccitati inversamente con la stessa tensione, la complessità dei circuiti è modesta. Le proprietà dinamiche nel funzionamento inverso sono senza dubbio peggiori che nel funzionamento normale. Tempi di transito e di commutazione inferiori a 100 nsec sono garantiti solo da transistori, la frequenza limite dei quali nello schema con emettitore in comune sia almeno 500 MHz. Adatti risultano i transistori p-n-p/n-p-n BSX 28/29 della ditta Fairchild e TIS48/54 della Texas Instruments. Le due coppie di transistori, salvo alcune particolarità, sono identiche e possono essere scambiate nei circuiti. Su questa base si fondano le ricerche sui tipi TIS48/54.

Fig. 3 - Schema di principio del commutatore.

4. - PROPRIETA' STATICHE DEL COMMUTATORE

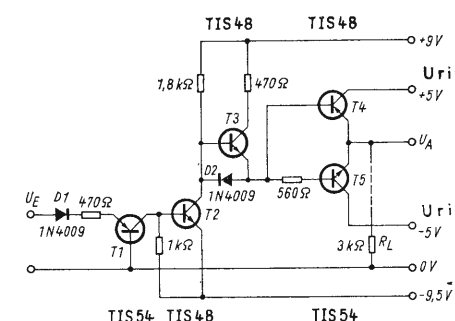
Negli anni 1959/1960, W. Schneider ha studiato se i transistori siano adatti all'uso come commutatori elettronici precisi [6]. Con transistori a lega per RF al germanio si sono raggiunte precisioni dello 0,01% rispetto a ±10 V. I risultati di questo lavoro sono stati utilizzati nei calcolatori analogici di precisione Telefunken. I transistori al silicio erano in quel tempo, soprattutto per il loro alto prezzo, poco diffusi. Come inizio, già da circa tre anni i tipi complementari al silicio rapidi sono accessibili ad una maggior cerchia di utenti. Le considerazioni teoriche dello Schneider sono valide, come alcune misure hanno confermato, anche per i transistori planari al silicio. Le proprietà statiche dei transistori al germanio non vengono raggiunte, perché il silicio possiede una tensione di temperatura più alta. La tensione di saturazione nel funzionamento inverso è almeno un ordine di grandezza sotto la tensione di saturazione nel funzionamento normale, perché l'amplificazione inversa di corrente è inferiore di 1 o 2 potenze di 10 rispetto alla normale amplificazione. Le correnti di emettitore dei transistori TIS48/54, a 70°C, sono minori di 1 μA. Inoltre, nello schema qui elaborato, l'emettitore del transistore interdetto è applicato a bassa impedenza all'altra tensione di riferimento.

Le caratteristiche per il sovraccarico inverso dei transistori TIS48 e TIS54 (fig. 2) sono state rilevate con un circuito come quello di fig. 1. La tensione di saturazione (Offset), per piccole correnti di base e con una corrente di emettitore $I_E = 0$, è di soli pochi mV e può essere determinata, con transistori selezionati a coppia di un commutatore, con precisione maggiore di 1 mV. Correnti di base al di sopra di 6 mA garantiscono, per correnti di emettitore fino a 3 mA, una resistenza interna minore di 4 Ω. Come era da aspettarsi, la tensione di saturazione varia poco con la temperatura [6]. Questo effetto è stato studiato su 12 transistori TIS48 e 12 TIS54 da due diversi laboratori. La tensione di saturazione si spostava in media di 8 μV/grado, ma al massimo di 22 μV/grado, linearmente fra + 25 e + 115°C. Da 0 a + 70°C la tensione di saturazione rimane però stabile al minimo di 1,5 mV. A motivo della mancanza di strumenti adatti, la costanza a lunga scadenza della tensione di saturazione non può essere determinata. Per trovare gli errori sistematici, si sono fatti funzionare 8 transistori TIS48/54 per 50 ore a pieno carico e poi per 50 ore con sovraccarico del 20%. Dopo le prove, si è trovato che o la tensione di saturazione rimaneva invariata, o il transistore era danneggiato. Si deve pure supporre che la costanza nel tempo della tensione di saturazione sia molto buona e corrisponda almeno alla durata di vita di un transistore. I tipi provati hanno un calo minore dell'1% per 1000 ore (7; 8). Una diminuzione c'è già quando l'amplificazione di corrente in funzionamento normale è caduta del 20% rispetto all'amplificazione di corrente al momento della fornitura. La tensione di saturazione U_{EC}, secondo la fig. 2, si sposterebbe in tal caso di alcuni mV.

5. - COMPORTAMENTO DINAMICO

Lo schema di principio secondo la fig. 3 descrive la struttura del commutatore. Il transistore T_1 è bloccato, quando il segnale U_E di entrata definisce una logica « 0 ». Le tensioni dirette del diodo D_1 e dello spazio base-emettitore di T_1 non vengono raggiunte con sicurezza. Il transistore T_2 è poi anch'esso escluso. La corrente di pilotaggio del transistore T_4 viene determinata, in prima approssimazione, dalle resistenze di base e di collettore del transistore T_3. La tensione di riferimento + 5 V viene applicata, con un errore di pochi mV, alla resistenza di carico R_L = 3 kΩ.

Una logica « 1 » all'entrata commuta entrambi i transistori T_1 e T_2; i transistori T_3 e T_4 vengono bloccati. La corrente di eccitazione per il transistore T_5 fluisce attraverso i percorsi di bassa resistenza semiconduttori T_2 e D_2 e viene limitata dalla resistenza di base di T_5. La tensione di riferimento — 5 V è ora presente all'uscita U_A.

Il comportamento nel tempo del commutatore di tensione si può rilevare dagli oscillogrammi delle figure 4, 5 e 6. La frequenza di ripetizione U_E è circa 1,2 MHz e viene alimentata dall'uscita

(*) *Electronik*, gennaio 1968, pag. 17.

di un circuito commutatore dello stato solido. Le sovraelongazioni, che sono sovrapposte alla tensione di eccitazione, sono provocate dalle impedenze dei collegamenti e sono contigui ai fianchi degli impulsi.

Dalla fig. 5 si deduce che il tempo di transito di un commutatore, quando U_E salta da « 0 » a « 1 », è di circa 50 nsec; esso è ancora intorno a 50 nsec quando all'entrata un « 1 » salta a uno « 0 ». I tempi di salita e di caduta della tensione di uscita U_A si aggirano sui 15 nsec. L'intero processo di commutazione si compie al massimo in 65 nsec.

Le sovraelongazioni (overshoot) della tensione di uscita si protraggono conformemente al tempo di commutazione. Le proprietà dinamiche di un commutatore vengono influenzate decisamente dalle sovraelongazioni della tensione di riferimento. La fig. 7 indica che U_A dopo la commutazione raggiunge lentamente il valore finale. Devono trascorrere altri 100 nsec prima che si sia installato il regime permanente. Le reattanze efficaci della resistenza di carico R_L influiscono sull'andamento della transizione. Il passaggio alla fase di conduzione in senso inverso avviene più lentamente che in senso normale, mentre il tempo di commutazione nel passaggio alla fase di interdizione è all'incirca uguale per entrambi i modi di lavoro. Ciò significa per i transistori T_4 e T_5, secondo la fig. 3, che, durante la commutazione alla fase conduttiva, lavorano normalmente. Prima di raggiungere lo stato invertito, maggiori quantità di cariche fluiscono attraverso lo spazio base-emettitore, mentre l'altro transistore è già bloccato. Un condensatore C_L in parallelo alla resistenza di carico, accumula le cariche, e il potenziale all'emettitore può salire oltre la tensione di riferimento. Ha luogo una compensazione, quando il transistore viene commutato inversamente. Il variare del comportamento è indicato dalla curva A di fig. 8. Il ripiegamento della curva A dopo il fronte di commutazione presenta segni diversi nelle figure 7 e 8. Con determinate capacità di accordo, si può raggiungere rapidamente il regime permanente.

6. - ESEMPIO DI IMPIEGO

La fig. 9 rappresenta un esempio pratico dell'uso del commutatore in oggetto.

Un'espressione numerica con 11 bit (0,1 %) viene convertita in una tensione analogica U_0. I nodi delle resistenze $2R$ ed R sono collegati alle uscite U_A del commutatore. Per la tensione analogica U_0 vale la seguente relazione, quando siano definite le tensioni di uscita del commutatore S_i come U_i [9]:

$U_0 = (1/2)\ U_1 + (1/2^2)\ U_2 + (1/2^3)\ U_3 + \ldots (1/2)^{11}\ U_{11}$.

L'espressione numerica per il detto conduttore deve trovarsi nel codice duale. La somma U_0 non viene alterata da una resistenza di carico. Il valore assoluto varia solamente di un fattore. La resistenza di carico per tutti i commutatori è circa $3R$. Se si fissa $R = 1$ kΩ la resistenza di carico è $R_L = 3$ kΩ.

Fig. 4 - Ascisse: 100 nsec/divisione. *a*) Tensione d'entrata del commutatore, ordinate: 2 V/divisione; *b*) tensione di uscita del commutatore ai capi di una resistenza di carico R_L = 2,7 kΩ; ordinate: 5 V/divisione.

Fig. 5 - Ascisse: 20 nsec/divisione. *a*) Tensione di entrata U_E del commutatore; ordinate 2 V/divisione; *b*) tensione di uscita del commutatore ai capi di una resistenza di carico R_L = 2,7 kΩ; ordinate: 5 V/divisione.

Fig. 6 - Ascisse: 20 nsec/divisione. *a*) Tensione di entrata U_E del commutatore; ordinate: 2 V/divisione; *b*) tensione di uscita del commutatore ai capi di una resistenza di carico R_L = 2,7 kΩ; ordinate: 5 V/divisione.

Fig. 7 - Ascisse: 100 nsec/divisione. *a*) Tensione di uscita U_A del commutatore; resistenza di carico R_L = 2,7 kΩ, capacità di carico C_L = 15 pF; ordinate: 2 V/divisione; *b*) tensione di entrata U_E; ordinate: 1 V/divisione.

Fig. 8 - Ascisse: 100 nsec/divisione. *a*) Tensione di uscita U_A del commutatore; resistenza di carico R_L = 2,7 kΩ; capacità di carico C_L = 680 pF; ordinate: 2 V/divisione; *b*) tensione di entrata U_E; ordinate: 1 V/divisione.

Fig. 9 - Schema per la conversione di un'espressione numerica con 11 bit in una tensione analogica.

7. - BIBLIOGRAFIA

[1] H. Weidner: *Un commutatore elettronico per calcolatori analogici.* Elektronik 1966, N° 11, p. 351 e 352.

[2] W. Giloi: *Sistemi calcolatori ibridi.* Telefunken-Zeitung 1966, N° 1, p. 82 ÷ 100.

[3] Lee L. Evans: *Polarizzazione dei FET per deriva c.c. nulla.* Electro-Technology, agosto 1964.

[4] Rea E. Donald: *FET. Commutatori semplici per segnali analogici.* Control Engineering, luglio 1965, p. 66 ÷ 69.

[5] A. Kley, E. Heim, K. Müller, P. Niess: *Commutatori elettronici per l'eccitazione integrale.* Telefunken-Zeitung 1966, N° 1, p. 33 ÷ 39.

[6] W. Schneider: *Il transistore come commutatore elettronico di precisione.* Nachrichtentechnische Fachberichte 1960. Vol. 18, p. 125 ÷ 129.

[7] H. Koschel: *Variazioni di transistori e circuiti integrati nella tecnica planare.* Siemens-Zeitschrift, marzo 1967; N° 3, p. 210 ÷ 215.

[8] *Notiziario della ditta Texas Instruments Deutschland GmbH.*

[9] Stephenson, W. Barbera: *Manuale della conversione analogico-digitale.* Digital Equipment Corporation 1964, p. 39.

A.

Satellite - ripetitore Intelsat cinque volte più potente

Un nuovo satellite-ripetitore per telecomunicazioni intercontinentali di grande potenza verrà sperimentato per conto dell'Intelsat (International Telecommunications Consortium, del quale fa parte anche l'Italia) nell'intento di rendere le stazioni in orbita terrestre più utili e accessibili ai paesi in via di sviluppo.

Il nuovo ripetitore spaziale sarà cinque volte più potente dei satelliti per telecomunicazioni sul tipo dell'« Early Bird » oggi in funzione e, con i suoi 1.200 canali telefonici, potrà essere utilizzato contemporaneamente da una trentina di stazioni in tutto il mondo.

Le modifiche apportate al satellite hanno consentito di comprimere elettronicamente i segnali telefonici o televisivi in maniera da trasmetterli o riceverli in scariche di frazioni di secondo. Gli utenti dei servizi telefonici o i telespettatori non riusciranno, tuttavia, ad avvertire il lieve ritardo provocato dalla « compressione ». Tra una scarica e l'altra dei segnali compressi, il satellite sarà disponibile a piena potenza per il traffico ad elevata densità, sul tipo di quello oggi in atto tra Europa ed America.

In sostanza, i ritardi ottenuti nella compressione dei segnali permetteranno l'inserimento nel traffico del satellite di un messaggio occasionale o chiamata telefonica transoceanica da un paese in fase di sviluppo.

Le stazioni già costruite in diverse parti del mondo per l'Intelsat potranno essere modificate per meno di 125 mila dollari (circa 78 milioni di lire) onde consentire l'accesso multiplo ai nuovi ripetitori spaziali.

Su 62 paesi aderenti all'Intelsat, la maggioranza è costituita da nazioni in fase di sviluppo. La messa in opera dei nuovi satelliti consentirà a questi paesi di accedere direttamente al servizio spaziale di telecomunicazione a tariffe sensibilmente ridotte, in quanto per la trasmissione dei loro messaggi verrà adoperata soltanto una frazione della potenza disponibile sul satellite-ripetitore.

Nuovi sviluppi sull'utilizzazione dei satelliti per telecomunicazioni si annunciano in seguito alla pubblicazione di uno studio effettuato dalla Banca Interamericana per lo Sviluppo (IDB) sull'impianto di una rete di satelliti-ripetitori per l'Emisfero occidentale.

Lo studio, che è stato accettato dalla Commissione per le telecomunicazioni dell'Organizzazione degli Stati Americani, prevede l'allestimento entro il 1973, al massimo, di un sistema di un satellite-ripetitore nello spazio e di collegamenti microonde e per cavo tra i diversi Stati e le stazioni allestite a terra in Argentina, Brasile, Cile, Messico, Panama, Perù e, forse, Colombia e Venezuela.

La Commissione interamericana sta effettuando ora uno studio particolareggiato sul problema grazie ad un finanziamento delle Nazioni Unite. Il nuovo studio, che si propone di affrontare i problemi del finanziamento e dell'affidamento della rete interamericana di telecomunicazioni via satellite, verrà probabilmente condotto a termine in un secondo tempo dall'IDB. (*u.s.*)

dott. ing. Roberto Caliri

Dai diodi zener ai diodi a scarica controllata

Principi e applicazioni*

I diodi a scarica controllata si presentano come il componente intermedio tra i diodi Zener e i diodi di raddrizzamento classici. Essi posseggono due particolarità: sono auto-protetti e la loro connessione in serie non richiede alcun elemento esterno di equilibramento. Il loro studio è dunque un logico seguito all'analisi del funzionamento e delle applicazioni dei diodi Zener e sono questi gli argomenti del testo che segue.

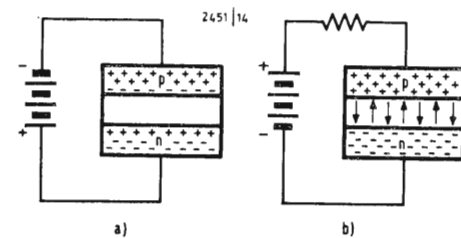



Fig. 1 - Giunzione p-n polarizzata in inversa (*a*) e in diretta (*b*).

Fig. 2 - Caratteristica tipica di un diodo Zener della SILEC.

1. - I DIODI ZENER

1.1. - Caratteristiche

Nella gamma dei semiconduttori, i diodi Zener hanno occupato un posto di rilievo in tutti i circuiti elettronici. Il loro ampio uso è dovuto, da una parte, alla facilità di impiego, e dall'altra parte, alla gamma molto vasta di tensioni e di potenze di regolazione che essi permettono, con una precisione nella regolazione che era sconosciuta prima del loro avvento.

Derivati direttamente dai raddrizzatori al silicio classici, i diodi Zener presentano una caratteristica, nel senso diretto, identica a questi ultimi, ma nel senso di polarizzazione inversa, essi sono dotati di una zona a bassa corrente di fuga seguita dalla scarica a valanga, nota quest'ultima come effetto Zener.

1.2. - Funzionamento fisico della giunzione

La parte attiva di un diodo Zener è costituita da una giunzione *p-n* realizzata in una pastiglia di silicio. La tecnica della diffusione viene utilizzata dalla società SILEC, per la fabbricazione delle giunzioni e la scelta delle tensioni Zener.

Quando una giunzione *p-n* è polarizzata inversamente, la parte *p* è più negativa della parte *n* (fig. 1*a*). Per una tensione inferiore alla tensione di scarica, una corrente molto bassa circola dalla regione *n* alla regione *p*; in queste condizioni, le lacune positive della regione *p* sono respinte dalla polarizzazione positiva applicata alla zona *n*, e nello stesso modo gli elettroni, nel materiale *n*, sono respinti dalla polarizzazione negativa della parte *p*.

Le due regioni del semiconduttore non sono mai perfette ed esiste sempre una piccola corrente di elettroni e di lacune anche con polarizzazione inversa; questa corrente di fuga cresce con la temperatura della giunzione ed è anche chiamata corrente di saturazione, perchè dipende molto poco dalla tensione applicata alle due regioni *p* ed *n*.

Se si aumenta la tensione di polarizzazione, si arriva in una zona in cui la corrente cresce molto rapidamente e la tensione ai terminali del diodo si stabilizza al valore del « gomito ».

Il fenomeno della scarica a valanga è molto complicato, ma si può spiegarne semplicemente il meccanismo considerandolo un processo di moltiplicazione per collisione.

Un elettrone libero può, sotto l'azione del campo elettrico applicato, essere sufficientemente accelerato in modo da provocare, per collisione con un elettrone fisso, il distacco di quest'ultimo dal reticolo cristallino. Gli elettroni così liberati, ne liberano altri per mezzo di urti successivi, permettendo così la conduzione del diodo polarizzato inversamente.

Il livello di tensione a partire dal quale si innesca la scarica dipende dalla resistività del materiale, dalla concentrazione delle impurità e dalla loro distribuzione nel cristallo. È dunque facendo variare questi parametri e controllando perfettamente le operazioni di diffusione, che si può ottenere il valore desiderato della tensione Zener.

Il montaggio di un diodo Zener, polarizzato direttamente, è rappresentato in fig. 1*b* e non richiede commenti.

1.3. - Caratteristiche elettriche

La rappresentazione della caratteristica di un diodo Zener da 50 W è riportata in fig. 2 e questa caratteristica è tipica per tutti i diodi fabbricati dalla società SILEC.

La tensione di Zener V_{ZT} viene definita per una corrente I_{ZT} sulla caratteristica inversa e questa corrente corrisponde a una potenza dissipata pari a circa un quarto di quella massima.

Altri parametri caratterizzano le prestazioni del componente.

La resistenza dinamica, chiamata anche resistenza differenziale, viene rilevata alla corrente I_{ZT} e la misura viene effettuata sovrapponendo alla corrente continua una corrente alternata a 1000 Hz, e di ampiezza pari a circa il 10% di I_{ZT} (fig. 3). La resistenza differenziale è data da $\Delta V\sim/\Delta I\sim$.

A questo valore si aggiunge un parametro relativo alla qualità del gomito, origine dell'effetto Zener. Per una corrente I_{ZK} che varia da 1/10 a 1/100 della corrente massima, a seconda delle potenze dissipabili dal diodo, la Silec fornisce, definendola come visto prima, una resistenza R_{ZK} massima.

Ovviamente il valore massimo della corrente (I_{ZM}), che risulta direttamente collegato alla capacità di dissipazione del diodo, è il limite da non superare in condizioni permanenti. La resistenza differenziale, definita in precedenza per la corrente I_{ZT}, non è costante ed è funzione del punto di lavoro. La variazione di questo valore in funzione di I_{ZT} è data, per esempio, in fig. 4*a* per una serie di diodi le cui tensioni Zener sono comprese tra 10 *V* e 120 V. Si può notare, su queste curve, che la resistenza differenziale diminuisce con la tensione di Zener (fig. 4*b*) e con la potenza dissipata nell'elemento.

Fig. 3 - La resistenza dinamica di un diodo Zener è data per una corrente I_{ZT} ben determinata; essa vale $R_{ZT} = \Delta V/\Delta I$, rapporto tra le variazioni alternate sovrapposte ai valori continui di polarizzazione.

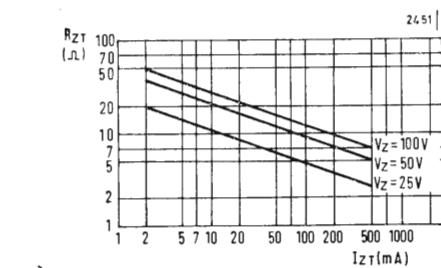
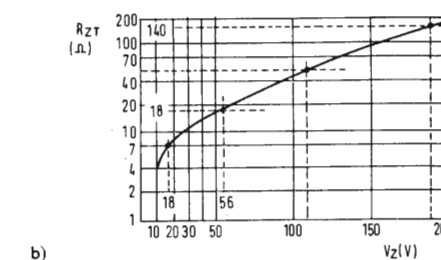



Fig. 4 - Variazione della resistenza dinamica in funzione della corrente I_{ZT} (*a*) e della tensione di Zener V_Z (*b*).

1.4. - Potenza dissipata

La limitazione in potenza di un diodo Zener è data dal prodotto delle perdite nella giunzione per il coefficiente di resistenza termica.

La potenza media dissipata può essere calcolata approssimativamente con:

$$P_Z = I_Z \times V_Z \qquad (1)$$

Per calcolare la potenza in modo più rigoroso, bisognerebbe far intervenire la resistenza differenziale dell'elemento. Si potrebbe così scrivere:

$$P_Z = V_{ZK} \times I_{ZK} + R_Z \times I_Z^2 \qquad (2)$$

dove R_Z rappresenta la resistenza dinamica nella zona di funzionamento e I_Z la corrente efficace nello Zener (ciò vale solo se la caratteristica di Zener è percorsa con ritmo regolare, per esempio a 50 Hz).

Nel caso in cui il funzionamento oltre il ginocchio sia di tipo stazionario, la potenza data dall'equazione (1) è rigorosa. La temperatura massima tollerata sulla giunzione del diodo al silicio è di 150°C ed è dunque necessario prevedere un sistema di raffreddamento in modo tale che:

$$P_Z \times \theta°C/W + TA \leq 150°C$$

essendo θ la resistenza termica totale giunzione-ambiente, radiatore compreso dunque, e *TA* la temperatura ambiente.

Ricordiamo a questo proposito, che la gamma dei diodi Zener prodotti dalla SILEC copre il campo di potenza compreso tra 0,25 e 50 W.

1.5. - Effetti della temperatura sulla caratteristica del diodo Zener

Fra i parametri soggetti a variazioni per effetto della temperatura della giunzione, il più importante è il valore stesso della tensione di Zener. La corrente inversa nella zona che precede il gomito cresce come per i diodi di raddrizzamento classici e non disturba il funzionamento dell'elemento in regolazione.

1.5.1 - *Definizione del coefficiente di temperatura*

La variazione della tensione di Zener è espressa in Volt per grado Celsius e i coefficienti riportati qui di seguito sono misurati a I_{ZT} per variazioni di temperatura date; le curve della fig. 5*a* precisano come viene effettuata la misura. Il coefficiente *T* è espresso in Volt 10^{-4} per grado Celsius ed è dato da $T = \Delta V_Z/[V_Z(T_2 - T_1)]$. Per esempio per $V_{ZT} = 22$ V, $T_1 = 25°$ C, $T_2 = 75°$ C e $T = 8 \times 10^{-4}/°C$, si ha $\Delta V_Z = 22$ $(75 - 25)\ 8 \times 10^{-4} = 0{,}88$ V.

1.5.2 - *Variazione del coefficiente di temperatura in funzione della tensione di Zener*

Il valore del coefficiente *T* è indipendente dalla potenza dissipabile dal diodo, ma varia con la tensione di Zener. Un esempio di queste variazioni è rappresentato in fig. 5*b*. Su questa curva si è riportato il coefficiente *T* per diodi da 250 mW a 50 W nella gamma da 6 V a 200 V.

Fig. 5 - Variazioni della tensione di Zener con la temperatura (*a*) e variazioni del coefficiente di temperatura in funzione della tensione di Zener (*b*).

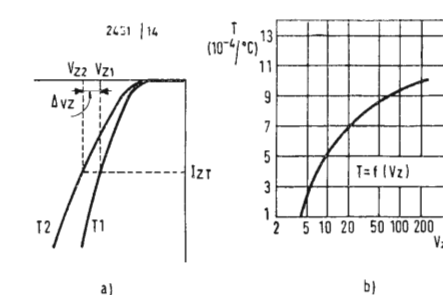



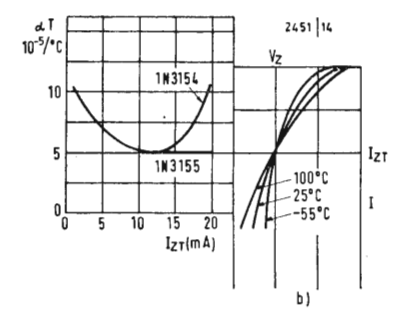
Fig. 6 - Variazioni del coefficiente di temperatura di diodi Zener compensati, in funzione della corrente (*a*). Corrente I_{ZT}, in funzione della tensione di Zener, per tre temperature diverse (*b*).

(*) *Electronique Industrielle*, dicembre 1967, pag. 925.

Fig. 7 - Circuito di misura della capacità propria di un diodo Zener (*a*) e variazione di questa capacità in funzione della tensione di Zener e della potenza del diodo (*b*).

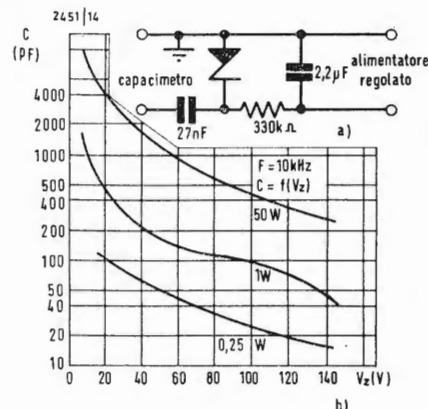
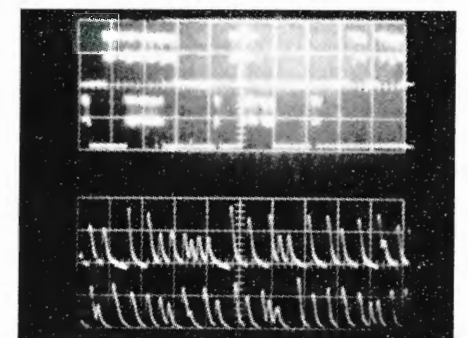
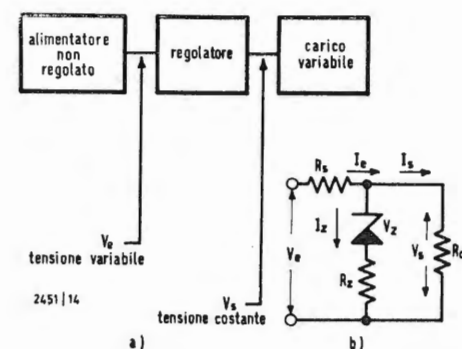



Fig. 8 - Schema di principio (*a*) e circuito (*b*) di uno stabilizzatore di tensione.

Curve caratteristiche di rumore di un diodo Zener. In alto: corrente di rumore a 40 µA di corrente di Zener; la tensione di alimentazione è mantenuta costante; sensibilità = 0,1 mA/cm; asse dei tempi = 100 µs/cm. In basso: corrente di rumore con il diodo pilotato con corrente costante di 40 µA; sensibilità = 0,01 mA/cm; asse dei tempi = 20 µs/cm.

1.5.3 - *Compensazione dell'effetto di temperatura*

Abbiamo dunque visto che il coefficiente di temperatura di un diodo Zener è positivo ed è funzione del valore di V_Z. La compensazione in temperatura può dunque farsi con l'aiuto di un elemento con coefficiente di temperatura negativo.

Si utilizza, nella maggior parte dei casi, la caratteristica diretta di un diodo convenzionale anche molto a buon mercato, poichè la sola parte di caratteristica utilizzata è quella corrispondente al senso diretto.

Il coefficiente di temperatura di un diodo, in fase di conduzione, è negativo e dell'ordine dei 2 mV/°C. Si vede dunque che sarà possibile compensare un diodo Zener mettendogli in serie uno o più diodi convenzionali. Questa compensazione è tanto meno complessa e più precisa quanto più la tensione di Zener è bassa poichè esige meno elementi in serie.

Per coloro che devono usare i diodi Zener di grande stabilità, la Silec produce una serie di diodi compensati, la cui tensione è centrata su 8,4 V, che presentano un coefficiente di temperatura dell'ordine di 2×10^{-5} V/°C. Questo valore può variare leggermente in funzione della corrente di lavoro (fig. 6*a*) e in funzione del campo di temperatura considerata, poichè il valore del coefficiente *T* non è costante nell'intervallo da —55 a +150°C (fig. 6*b*).

1.6. - Capacità dei diodi Zener

La giunzione *p-n*, costituente la parte attiva dei diodi Zener, presenta una capacità quando è polarizzata in senso inverso e il valore di questa capacità decresce con l'aumentare della tensione di polarizzazione, come per i diodi di raddrizzamento classici e quando la tensione di Zener è raggiunta, la capacità si mantiene approssimativamente costante. D'altra parte il valore della capacità è funzione della resistività del materiale, quindi della tensione di Zener e delle dimensioni della pastiglia di silicio cioè in definitiva delle sue capacità di dissipazione.

In fig. 7 mostriamo l'andamento della capacità in funzione di V_Z e della potenza dissipabile dal diodo.

1.7. - Funzionamento in alta frequenza e con commutazioni rapide

Per frequenze superiori a 100 kHz, o per commutazioni in tempi di qualche microsecondo, i diodi Zener sono svantaggiati dalla loro stessa capacità e possono introdurre delle deformazioni nel segnale d'uscita. Si può ovviare a questo difetto associando, in serie con l'elemento di regolazione, un diodo per commutazione rapida e ponendo in parallelo al diodo Zener una capacità di circa 10 volte la capacità della giunzione.

1.8. - Rumore dei diodi Zener

In certe applicazioni può presentarsi un inconveniente con l'uso dei diodi Zener infatti, analogamente ai loro predecessori tubi a gas, i diodi al silicio sono generatori di rumore quando lavorano oltre il ginocchio.

I livelli di rumore misurati sono dello stesso ordine di grandezza di quelli rilevati per i tubi a gas.

L'origine di questo fenomeno si trova nelle irregolarità superficiali e si manifesta con delle oscillazioni, a frequenza relativamente bassa, che possono essere ridotte di ampiezza con l'aggiunta di una capacità ai terminali dell'elemento di regolazione.

Il valore della capacità di filtraggio può essere scelto tra 50.000 pF e 200.000 pF e in queste condizioni, il livello di rumore può essere ridotto di circa 10 volte.

L'oscillogramma riportato nella foto mette in evidenza la presenza del rumore originato in un diodo Zener a bassa tensione; la corrente di rumore è stata misurata su 10 Ω, con un'ampiezza di 100 µA per divisione.

1.9. - Calcolo di un circuito di regolazione

Ci proponiamo, a titolo di esempio, di esaminare uno schema tipico di stabilizzatore con diodo Zener del tipo rappresentato in fig. 8, in cui V_Z indica la tensione Zener e R_Z la resistenza differenziale.

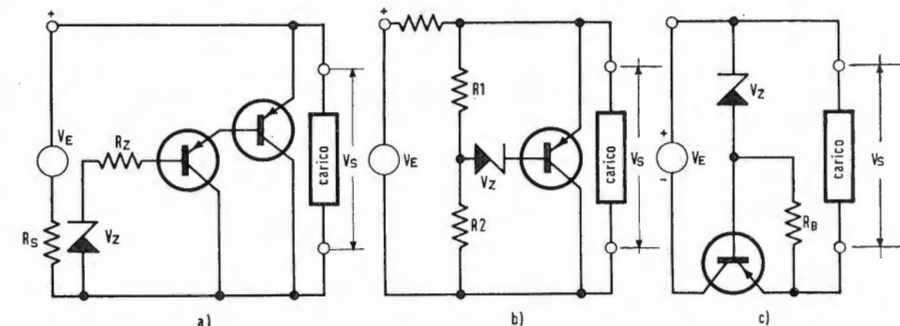



Fig. 9 - Alcuni esempi di circuiti di regolazione con diodi Zener: con transistore in parallelo (*a* e *b*) e in serie (*c*).

Ricordiamo che si ha:

V_e: tensione d'ingresso (tensione del generatore)

I_e: corrente d'ingresso

R_S: resistenza comprendente la resistenza interna del generatore e la resistenza in serie all'ingresso

V_S: tensione d'uscita (ai capi del carico)

I_S: corrente d'uscita

R_C: resistenza o impedenza di carico

I_Z: corrente di Zener

$F = \Delta V_S/\Delta V_C$, fattore di regolazione

$\gamma = [\Delta V_S/\Delta V_e]\ [V_e/V_S]$, fattore di merito

$R_i = \Delta V_S/\Delta I_C$, resistenza interna vista dal carico

T: temperatura ambiente

C_{TZ}: coefficiente di temperatura (V/°C) del diodo Zener

P_S: potenza dissipata nel diodo.

Possiamo esaminare un caso pratico per facilitare la comprensione del metodo usato.

Disponendo di un'alimentazione continua 110 V ± 10%, si desidera alimentare con una tensione il più stabile possibile un ricevitore che consuma 1 A a 12 V, (R_C = 12 Ω). Per realizzare questo stabilizzatore, prendiamo un diodo P_Z 12 A, le cui caratteristiche sono le seguenti: V_{ZT} = 12 V, I_{ZT} = 160 mA, R_{ZT} = 1,8 Ω. Si vede che: $I_e = I_S + I_Z$ (fig. 8*b*) e $V_e = R_S I_C + V_S$, da cui $V_e = R_S (I_S + I_Z) + V_S$. Nel particolare caso esaminato si ha: 110 = 1,16 R_S + 12, in cui R_S = [110 — 12]/1,16 = 84,5 Ω.

Per far comparire nei calcoli la corrente I_Z, introduciamo un valore V_{ZO} tale che per la parte rettilinea della caratteristica si può scrivere: $V_Z = V_{ZO} + R_{ZT} I_Z$. Nel caso del diodo utilizzato si ha: V_Z = 12 V, I_Z = 0,16 A e R_{ZT} = 1,8 Ω; da cui: $V_{ZO} = V_Z - I_Z R_{ZT}$ = 12 — — (0,16 × 1,8) = 11,71 V. Bisogna ora determinare ciò che sarà ΔV_S per una variazione d'ingresso ΔV_e. Si può scrivere:

$$V_e = I_e R_S + V_{ZO} + I_Z R_{ZT} \quad (3)$$

$$\text{e} \quad V_e = I_e R_S + R_C I_S \quad (4)$$

dunque

$$I_e = I_Z + I_S \quad (5)$$

Da (3), (4) e (5) si deduce:

$$I_Z = (V_e - V_{ZO} - I_e R_S)/R_{ZT},$$

$$I_S = (V_e - I_e R_S)/R_C \quad (6)$$

$$\text{e} \quad I_e = (V_e - V_{ZO} - R_S I_e)/R_Z + (V_e - R_S I_e)/R_C.$$

Da cui:

$$I_e = \frac{V_e (R_C + R_Z) - R_C V_{ZO}}{R_Z R_C + R_S R_C + R_S R_Z}$$

Portando I_e nella (6):

$$I_S = \frac{V_e}{R_C} - \frac{R_S}{R_C} \times \left[\frac{V_e (R_C + R_Z) - R_C V_{ZO}}{R_Z R_C + R_S R_C + R_S R_Z}\right]$$

Per determinare ΔV_S, basta calcolare ΔI_S per $\Delta V_e = \pm 10\%$ di V_e:

$$\Delta I_S = \frac{\Delta V_e}{R_C} - \frac{R_S}{R_C} \times \left[\frac{\Delta V_e (R_C + R_Z)}{R_Z R_C + R_S R_C + R_S R_Z}\right]$$

Nel caso particolare di una corrente di 1 A, si ha: $\Delta I_S = \pm$ 0,024 A.

Si possono seguire altre strade per calcolare quanto visto e si può citare, ad esempio, un metodo grafico che può essere più rapido, ma che obbliga ad una notevole precisione di disegno se si vogliono dei risultati attendibili.

2. - APPLICAZIONI ALLA REGOLAZIONE DI UNA SORGENTE A CORRENTE CONTINUA

2.1. - Regolazione di tensione con transistore in parallelo

La regolazione parallelo può essere realizzata mediante l'impiego di uno o più transistori e di un diodo di riferimento (fig. 9*a*). Il numero dei transistori è funzione del grado di stabilizzazione che si vuole ottenere e della potenza dissipata nella resistenza di carico.

Un altro circuito tipo parallelo può essere quello di fig. 9*b* dove l'anodo del diodo Zener è collegato, mediante un partitore resistivo in parallelo al carico, ad un punto a tensione più bassa di quello da regolare in modo da variare la conduzione del transistore e mantenere V_S costante.

Fig. 10 - Impiego dei diodi Zener come elementi di protezione dei transistori (*a*) o per eliminare gli archi che potrebbero nascere tra i contatti degli interruttori (*b* e *c*).

Fig. 11 - Diodi Zener impiegati per la protezione dei diodi controllati: schema di principio (*a*) e curve corrispondenti.

2.2. - Regolazione di tensione con transistore in serie

Il principio della regolazione serie consiste nel far cadere su un transistore, funzionante dunque come una resistenza variabile, le variazioni della tensione di ingresso. In fig. 9*c* è riportato un esempio di questo tipo di regolazione.

2.3. - Regolazione di corrente

Derivata direttamente dai circuiti precedenti, la regolazione di corrente può essere trasformata in una regolazione di tensione ai capi di una resistenza percorsa dalla corrente di carico. Si può dunque in questo modo rifarsi agli schemi precedenti nei quali si paragona la caduta di tensione sulla resistenza serie alla tensione di riferimento fornita da un diodo Zener.

2.4. - I diodi Zener impiegati come elementi di protezione

I diodi Zener sono essenzialmente in grado di assicurare un raddrizzamento e quindi sono capaci di proteggere, oltre ad essi stessi, anche altri componenti o interi circuiti che non possono tollerare bruschi aumenti di tensione.

La grande rapidità del fenomeno a valanga, dell'ordine di qualche decina di picosecondi, la piccola resistenza differenziale al di là del gomito e la capacità di sopportare forti sovraccarichi consentono dunque di proteggere i circuiti da eventuali transitori sovrapposti alla tensione di alimentazione.

2.5. - Caratteristiche di sovraccarico

I diodi Zener sono in grado di sopportare dei sovraccarichi eccezionali. A titolo di esempio citiamo il diodo MZ47A che, per tempi dell'ordine di 10 μs, può dissipare potenze da 100 a 250 kW (si noti che in queste condizioni la tensione inversa applicata al diodo, che in condizioni normali è di 47 V, sale a 2000÷3000 V).

Per diodi con tensioni più elevate (120 V) e della medesima capacità di dissipazione, la potenza di picco, sempre per tempi sui 10 μs, può arrivare a 30÷50 kW.

Se si pensa che questa capacità di dissipare alte potenze di picco è sostanzialmente funzione della superficie della giunzione, si potranno realizzare delle efficaci protezioni contro le sovratensioni impiegando diodi Zener di potenza (50 W per esempio).

Sappiamo che l'effetto regolatore è tanto più efficace quanto più è bassa la resistenza differenziale, cioè quanto più i diodi sono a bassa tensione, e d'altra parte abbiamo visto che le capacità di sopportare il sovraccarico sono maggiori proprio per questi diodi. Nei casi in cui sono in gioco potenze rilevanti sarà dunque meglio ricorrere a più diodi a bassa tensione disposti in serie.

2.6. - Protezione dei transistori

Nei circuiti, per esempio, dei convertitori realizzati a transistori, questi ultimi sono sottoposti periodicamente a repentine variazioni di tensione. Per proteggerli si può connettere tra collettore ed emettitore di ogni transistore un diodo Zener di tensione leggermente inferiore a quella massima sopportabile dal transistore (fig. 10*a*).

2.7. - Soppressione degli archi

I diodi Zener possono anche essere utilmente impiegati per la protezione dei contatti dei relè elettromagnetici.

Quando in un circuito, percorso da una corrente continua, sono presenti delle induttanze, si produrrà, all'atto dell'apertura dei contatti, una sovratensione tanto più elevata quanto più l'apertura è rapida, quanto più elevata è l'induttanza e quanto più grande è il valore della corrente continua nell'istante che precede l'apertura. Per effetto di questo fenomeno nascerà tra i contatti del relè un arco che peggiorerà sempre di più la qualità dei contatti stessi; per eliminare questo inconveniente si possono montare, in parallelo all'induttanza oppure in parallelo al contatto, uno o due diodi Zener con il compito di ridurre l'ampiezza di questa sovratensione (fig. 10*b* e *c*).

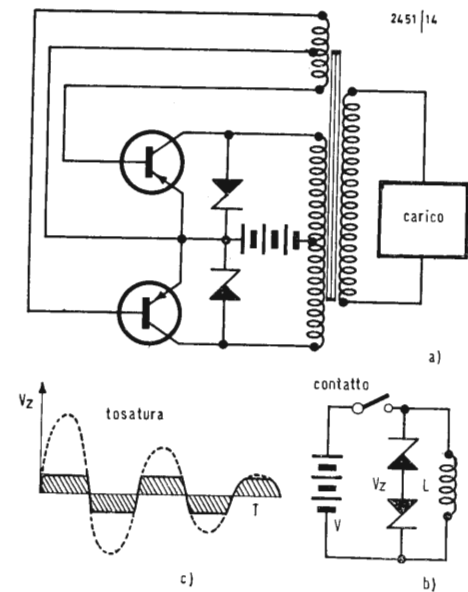
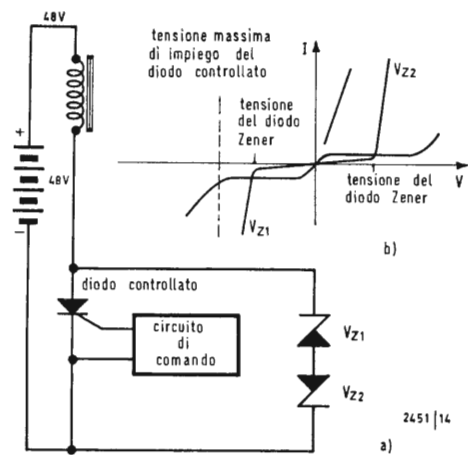
2.8. - Protezione dei diodi controllati (thyristor) funzionanti in corrente continua

L'impiego sempre più frequente dei diodi controllati nei circuiti alimentati in corrente continua pone normalmente dei problemi di protezione.

I diodi controllati sono infatti dei componenti di potenza che danno la possibilità di interrompere molto rapidamente (qualche microsecondo) la corrente in un circuito. Queste qualità portano all'impiego di questo componente in circuiti in cui in presenza di carichi induttivi, vengono generate delle sovratensioni elevate. Anche in questo caso i diodi Zener possono essere utilmente impiegati per proteggere efficacemente il diodo controllato, permettendo così di ridurre il coefficiente di sicurezza, che si sarebbe dovuto tenere alto nel caso in cui gli Zener non fossero stati utilizzati (fig. 11).

2.9. - Altre possibilità di protezione

Nella gamma dei circuiti di protezione possibili possiamo citare l'unione dello Zener con un fusibile rapido: la corrente dello Zener, che cresce eccessivamente per effetto di una forte sovratensione, può provocare l'interruzione del fusibile incorporato nel circuito principale d'alimentazione (la durata del sovraccarico è ovviamente limitata al tempo necessario al fusibile per interrompersi).

Questo tipo di protezione è impiegato quando la sovratensione può essere di lunga durata perchè dovuta, per esempio, ad avaria di un qualche organo di alimentazione.

tecnica e circuiti

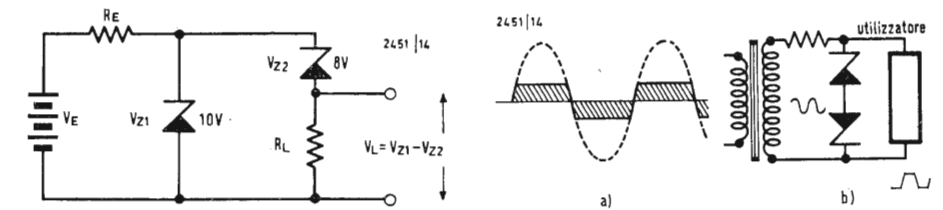



Fig. 12 - Schema di un circuito stabilizzatore per tensioni molto basse.

Fig. 13 - Un generatore d'onde rettangolari può essere realizzato semplicemente limitando, con l'aiuto di due diodi Zener (*b*), una tensione alternata sinusoidale.

3. - ALTRI CIRCUITI CON DIODI ZENER

3.1. - Stabilizzazione a tensione molto bassa

È possibile impiegare la differenza di tensione tra due diodi Zener per ottenere una tensione regolata molto bassa. La difficoltà di ottenere con il metodo di diffusione, diodi Zener sui 2÷3 V, può essere aggirata impiegando appunto un circuito come quello riportato in fig. 12. Ai capi della resistenza R_L si ottiene una tensione che è la differenza delle due tensioni V_{Z1} e V_{Z2} e con un procedimento simile, impiegando una successione di diodi, è possibile ottenere, partendo da una tensione unica, più tensioni stabilizzate.

3.2. - Generazione di segnali rettangolari a partire da una tensione alternata

Nelle applicazioni in corrente alternata è possibile sostituire la resistenza serie di limitazione con una impedenza capacitiva o induttiva, che limita, alla frequenza di lavoro, il valore della corrente nel diodo Zener.

Questo sistema presenta dunque il vantaggio di non dissipare potenza attiva inutilmente.

Alimentando in corrente alternata uno o due diodi Zener in opposizione (fig. 13) si ottiene un generatore di segnali rettangolari e scegliendo opportunamente la tensione di picco dell'alternata e la tensione di Zener si riescono ad ottenere, per il segnale rettangolare, i tempi di salita che si desiderano. *A.*

Nuova linea di ritardo di peso e dimensioni ridotte

La nuova linea di ritardo — modello DL-20 — sostituisce tutti gli altri tipi che la Philips ha sinora impiegato negli apparecchi realizzati per la ricezione a colori secondo il sistema PAL o secondo il sistema SECAM. Gli ottimi risultati, il minor costo, assieme alle dimensioni e al peso ridotti sono alcuni dei vantaggi che il modello DL-20 offre sui tipi precedenti.

Questa linea ad ultrasuoni del tipo a vetro riflettente, assicura il necessario ritardo di 63,943 microsecondi a 44,33619 MHz con una precisione di ± 5 nsec. Il peso e le dimensioni sono stati notevolmente ridotti permettendo il montaggio verticale del DL-20 senza pregiudizio per la stabilità meccanica. Ne è risultato che le dimensioni di base sono del 60 % minori di quelle dei tipi precedenti e fanno risparmiare spazio prezioso nella superficie del circuito. La bassa perdita di inserzione nominale assicura la disponibilità di una tensione di uscita sufficiente ad alimentare un diodo demodulatore. Il DL-20 è un componente « universale », e la versione unica è stata progettata in modo che possa offrire una scelta nella impedenza d'entrata e di uscita. È stata anche prevista la possibilità di evitare gli avvolgimenti del DL-20 con un collegamento diretto ai trasduttori. I costruttori che hanno speciali esigenze per quanto riguarda la impedenza, sono così in grado di utilizzare avvolgimenti di loro realizzazione.

La linea è stata progettata per l'impiego in una gamma di temperature operative che vanno da 0°C a 70°C. L'introduzione di questo nuovo componente costituisce un importante contributo alla realizzazione di ricevitori televisivi a colori più compatti e meno costosi. (*n. ph.*)

L'Oscar del giocattolo ad un anfibio a cuscino d'aria

L'Oscar del Giocattolo 1968 è stato assegnato ad un modello di anfibio telecomandato, che incorpora le più recenti realizzazioni della tecnica nel settore dei veicoli a cuscino d'aria.

Si tratta del gioco Philips siglato VE 2001, più noto con il nome di Hovercraft, già in vendita in Francia e che sta per comparire anche sul mercato italiano. (*n. ph.*)

(a cura dell'ing. Antonio Nicolich)

dott. ing. A. Longhi

La tecnica di registrazione magnetica a campi incrociati*

La tendenza attuale è sempre di ridurre la velocità di scorrimento nei magnetofoni appartenenti o no alla classe per il grande pubblico. Questa tendenza solleva il difficile problema di conferire una dinamica sufficiente alle registrazioni. Concorrono a limitare le variazioni di ampiezza del segnale utile, due fattori: 1°) il livello relativo del rumore residuo (che aumenta con il rallentamento del nastro magnetico); 2°) l'incremento della preaccentuazione che esige una banda passante di notevole larghezza associata ad un rapporto segnale/rumore conveniente.

1. - INTRODUZIONE

La registrazione magnetica è, essenzialmente, un processo di inscrizione assai imperfetto se si sottopone il suo supporto al solo segnale da conservare. Si è presto riconosciuto che le distorsioni diminuivano, se si sovrapponeva un campo magnetico costante a quello del segnale, ma a prezzo di un forte rumore di fondo. Un progresso decisivo fu la sostituzione di un campo alternato di alta frequenza a quello permanente. Si può così, nelle migliori condizioni, arrivare ad una restituzione acustica a livelli bassissimi di distorsione e di rumorosità.

Negli anni scorsi furono consacrati importanti lavori al perfezionamento del processo; in particolare, i miglioramenti apportati ai nastri magnetici hanno autorizzato la riduzione delle velocità normali di scorrimento, pur conservando una banda passante perfettamente conveniente e sufficientemente estesa.

2. - COME INTERPRETARE LA BANDA PASSANTE DI UN REGISTRATORE MAGNETICO

Prima di addivenire allo stato attuale della questione non è inutile precisare alcuni particolari del processo di registrazione magnetica, di cui si riconosce subito che l'intensità si trova limitata dall'effetto di automagnetizzazione che si manifesta da quando la lunghezza d'onda del segnale da registrare è confrontabile alle dimensioni della zona dove si effettua la sua registrazione. In modo più preciso, il campo magnetico efficace del segnale, viene parzialmente o completamente annullato quando la lunghezza della zona di registrazione (intorno al bordo del traferro della testina di registrazione, da cui si allontana il nastro) è superiore o uguale a mezza lunghezza d'onda.

A 19 cm/s questa lunghezza d'onda critica corrisponde a frequenze abbastanza alte per non avere alcuna importanza rispetto alla riproduzione di un messaggio musicale o del parlato; ma a 9,5 e 4,75 cm/s, essa cade, con le normali tecniche di registrazione, nella banda delle frequenze utili. È perciò indispensabile ridurre al massimo le dimensioni della zona d'inscrizione, renderla più stretta possibile, per lavorare efficacemente alle basse velocità di scorrimento.

In primo luogo si sono apportati perfezionamenti alle testine di registrazione. In secondo luogo, si è constatato che era possibile un'estensione della banda passante riducendo lo spessore del materiale magnetico deposto sul nastro (come per il tipo « tripla durata »). Sfortunatamente, ciò comporta una riduzione dell'ampiezza utile del segnale, da cui un aumento della rumorosità residua relativa. Ci si trova così portati a modificare la tecnica stessa di registrazione, per migliorare i risultati conseguibili; ciò è realizzato, in particolare, dal processo detto « a campi incrociati ».

2.1. a) - Effetto della riduzione della corrente di premagnetizzazione

Qualunque sia lo spessore del materiale magnetico indotto, la riduzione della corrente di premagnetizzazione ad alta frequenza si accompagna ad una diminuzione delle dimensioni della zona d'iscrizione. Tuttavia, se si conserva l'ampiezza del segnale, la distorsione di registrazione aumenta, perché il campo di premagnetizzazione non raggiunge una profondità sufficiente, con il portante magnetico di spessore normale. Questo fenomeno influisce specialmente sulle frequenze basse e medie, che sono le più importanti dal punto di vista della musica e della intelligibilità. Si evita questo genere di distorsione riducendo l'ampiezza del segnale, ma al prezzo di una diminuzione corrispondente della dinamica di registrazione. Le possibilità del nastro vengono in tal modo male sfruttate riguardo al rapporto segnale/rumore e i difetti dello strato indotto assumono perciò un'importanza eccessiva nell'audizione.

In modo generale, è ammesso che l'ampiezza registrata di un segnale cresca con la quantità di ossido magnetico che esso può interessare. Alle frequenze basse e medie, il segnale registrato è all'incirca proporzionale allo spessore dello strato indotto, per tutti i nastri magnetici di tipo corrente; mentre il rumore di fondo, essendo determinato dallo stato della superficie, rimane indipendente. Un metodo classico per aumentare la quantità di ossido interessata dal segnale, consiste nell'allargare la pista di registrazione (passare per es. da 4 a 2 piste). Il raddoppio della larghezza della pista aumenta l'intensità del segnale registrato di 6 dB, mentre la rumorosità aumenta solo di 3 dB, a motivo della sua natura aleatoria; d'onde 3 dB di guadagno netto per il rapporto segnale/disturbo.

2.2. b) - Influenza dello spessore del materiale magnetico indotto

I nastri con strato magnetico sottile sono stati studiati per sfruttare i vantaggi sperati da una riduzione d'ampiezza della premagnetizzazione di alta frequenza. I segnali registrati alle frequenze basse e medie sono più piccoli; ma la risposta alle alte frequenze è migliorata, in seguito alla contrazione della zona d'iscrizione. In conseguenza, la banda passante si allarga, a detrimento del rapporto segnale/rumore, poiché l'ampiezza massima registrata diminuisce. La fig. 2 indica come vari l'ampiezza massima del segnale in funzione della frequenza per nastri a strato magnetico spesso e sottile. La curva 3 corrisponde al nastro standard con 12 μ di strato magnetico, mentre la curva 2 vale per il nastro « durata tripla » con strato di 6 μ. I due nastri sono stati premagnetizzati nel modo ottimale, cioè a 9,5 cm/s per il segnale di ampiezza massima di 600 Hz. Queste curve sono state rilevate a 9,5 cm/s con un apparecchio registratore di concezione classica per segnali di intensità elettrica costante (la risposta è stata rilevata con un amplificatore avente caratteristica lineare ampiezza-frequenza).

Si noti l'intersezione delle due curve a 10 kHz. Alle frequenze inferiori, il nastro a strato spesso comporta 6 dB di guadagno (se si diminuisce la velocità di scorrimento alla metà, la frequenza d'incrocio si riduce a 5 kHz). Il nastro con strato sottile mantiene l'ampiezza del segnale alle frequenze superiori, quindi con un vantaggio di 6 dB rispetto alle frequenze basse. Per questa ragione, il rapporto segnale/rumore è degradato nel registro sonoro più importante, dove limita seriamente le possibilità di fedele riproduzione sonora.

2.3. c) - Metodo di registrazione a campi incrociati

Poiché l'ideale è di aumentare la banda passante senza peggiorare il rapporto segnale/rumore, bisogna abbandonare il processo abituale, sovrapponendo la polarizzazione ad alta frequenza al segnale in una stessa testina magnetica. Questo è stato il principio del metodo detto «a campi incrociati», dove si ricorre per la polarizzazione di alta frequenza ad una testina magnetica ausiliaria disposta di fronte alla testina di registrazione, dalla parte senza strato magnetico del nastro (fig. 1).

Si sa che la zona dove si effettua la registrazione di un segnale magnetico, si riduce ad un'area di modesta estensione, vicino al limite del traferro della testina di registrazione, di cui si scosta il nastro. In questa zona, il campo di polarizzazione ha ora due componenti: una generata tra le due facce frontali opposte delle due teste magnetiche; l'altra dovuta al flusso di fuga della testina di registrazione. Verso il bordo del traferro, dove il nastro abbandona la zona di registrazione, questi due campi magnetici sono in opposizione e si annullano parzialmente. In conseguenza, il gradiente del campo magnetico (contato lungo il nastro) cresce in questa regione e la zona d'iscrizione si restringe. La frequenza critica d'autosmagnetizzazione si riporta ad un valore più alto e tutto lo spessore indotto (anche del tipo più spesso) viene interamente sottoposto al campo di polarizzazione a tutte le frequenze (basse e medie). Per questa ragione, la banda passante si allarga, senza nulla sacrificare circa il rapporto segnale/disturbo.

Questo miglioramento è apprezzabile in fig. 2, dove la curva 1 è la curva di risposta, con registrazione a « campi incrociati » di un nastro standard. Confrontandola alla curva 3, ottenuta nelle stesse condizioni (ma con polarizzazione normale) ci si accorge che le due tecniche danno gli stessi risultati a 9,5 cm/s fino a 1 kHz, dove i due grafici divergono per lasciare un guadagno di 5 dB a 10 kHz in favore

Fig. 1 - Il tracciato di scorrimento in vicinanza delle testine magnetiche, di un recente magnetofono Tandberg, che impiega la tecnica dei campi incrociati. Si notano, oltre le testine di cancellazione e di riproduzione disposte in modo convenzionale, la testina ausiliaria per la corrente di premagnetizzazione supposta dalla stessa leva, che reca il rullino di gomma del contro capstan e che comanda una came solidale con la maniglia di moto-arresto. All'arresto, il rullino si allontana dal capstan, come la testa di magnetizzazione si scosta da quella di premagnetizzazione. La messa in posto del nastro non presenta alcuna difficoltà. All'avviamento, il rullino fa premere il nastro sul capstan e il traferro della testina di premagnetizzazione si dispone di fronte a quello della testina di riproduzione.

(*) *La Revue du Son*, Dicembre 1968, pag. 455.

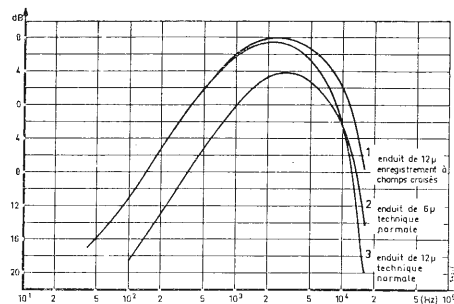



Fig. 2 - Curve di risposta - 1) pellicola magnetica di 12 μ, registrazione a campi incrociati - 2) pellicola magnetica di 6 μ, tecnica convenzionale - 3) pellicola magnetica di 12 μ, tecnica convenzionale.

Fig. 3 - Esaltazione delle basse frequenze in riproduzione e delle alte frequenze in registrazione per compensare la caratteristica di risposta del nastro.

Fig. 4 - Compensazione delle alte frequenze adattata a ciascuna velocità.

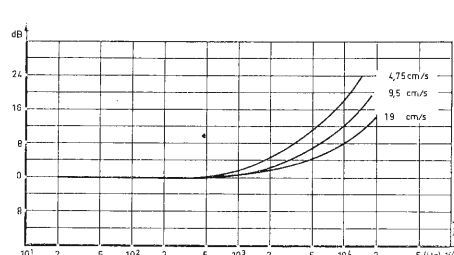



Fig. 5 - Influenza della velocità di scorrimento.

della registrazione a campi incrociati. Riassumendo, il metodo di registrazione a campi incrociati conserva i risultati acquisiti alle frequenze basse e medie e migliora nettamente la riproduzione delle alte frequenze.
Se ora si confrontano le curve 1 e 2 (quest'ultima ottenuta con nastro «tripla durata» e polarizzazione normale), si trovano quasi parallele su tutto il loro decorso, ma la 2ª è 6 dB al di sotto. In altri termini, grazie ai processi di registrazione a campi incrociati, la banda passante di un nastro standard, con strato magnetico di 12 μ, è identica a quella di un nastro tripla durata a spessore 6 μ, trattato nel modo abituale, ma con un vantaggio di 6 dB del rapporto segnale/rumore a favore dei campi incrociati.

3. - PRATICA DEL METODO DI REGISTRAZIONE A CAMPI INCROCIATI

3.1. - Correzioni di frequenza del processo registrazione-riproduzione

A questo proposito, la fig. 2 ricorda che la curva di risposta ampiezza-frequenza del complesso testina magnetica-nastro è lungi dall'essere una retta orizzontale; l'ampiezza *y* diminuisce rapidamente alle frequenze estreme, tanto nei bassi, quanto negli acuti.

Alle frequenze più basse, l'ampiezza cade regolarmente in ragione di 6 dB/ottava, perchè la registrazione è fatta a campo costante. Alle alte frequenze, la caduta del livello è da imputarsi alla riduzione della lunghezza d'onda d'inscrizione e alle perdite nella testina e nel nastro. Per compensare questi difetti, si aumenta il guadagno degli amplificatori di registrazione e di riproduzione ai due estremi della banda di frequenza riprodotta, come indica la fig. 3.
Alle frequenze inferiori a quella del massimo della curva di risposta, il guadagno dell'amplificatore di riproduzione aumenta di 6 dB per ottava discendente. Poichè la posizione di questo massimo dipende dalla velocità di scorrimento, la correzione è tarata per ogni velocità del nastro (fig. 4).
I punti caratteristici, dove il guadagno raggiunge 3 dB alle diverse velocità di scorrimento, sono precisati da costanti di tempo internazionalmente normalizzate dal CEI:

19 cm/s, 70 μs
(ossia +3 dB a 2260 Hz)
9,5 cm/s, 90 μs
(ossia +3 dB a 1770 Hz)
4,75 cm/s, 120 μs
(ossia +3 dB a 1330 Hz).

La caduta alle alte frequenze può difficilmente essere corretta in riproduzione, senza aumentare considerevolmente il rumore di fondo del nastro. Ancora, si aumenta il livello del segnale in registrazione, per meglio separarlo dai disturbi. La preaccentuazione in registrazione non è regolamentata da norme internazionali. È lasciata libertà al costruttore di perfezionare ad libitum i suoi metodi di lavoro e di praticare la preaccentuazione, come meglio gli pare, alla condizione che la riproduzione del segnale sia corretta per il complesso del processo registrazione-riproduzione.

3.2. - Influenza sulla riserva dinamica

La preaccentuazione ammissibile è limitata da considerazioni di qualità alle frequenze centrali. Una conseguenza inevitabile della preaccentuazione è di ridurre il livello del segnale nel registro preaccentuato per evitare di saturare il nastro. Ridurre la preaccentuazione equivale ad allargare il margine di sicurezza in questo campo. In conseguenza, bisogna sempre precisare il tasso di controreazione necessario per ottenere la banda passante nominale di un registratore magnetico. Una curva di risposta piatta fino a 10 kHz con 10 dB di preaccentuazione, assicura una dinamica migliore che se si fosse trattato di 20 dB per lo stesso risultato.

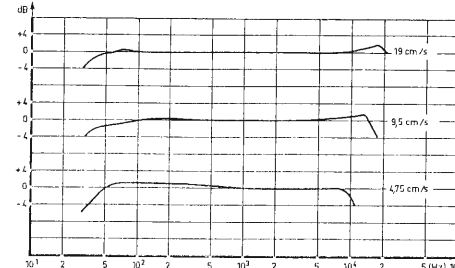



Fig. 6 - Curve di risposta ottenute nelle condizioni di fig. 5 per la registrazione a campi incrociati.

Velocità di scorrimento cm/s	Preaccentuazione a 10 kHz + dB	Rumore del nastro (nastro normale e registrazione a campi incrociati) + dB	Rumore del nastro (nastro tripla durata e registrazione di tipo abituale) + dB
19	8	0	6
9,5	12	2	8
4,75	18	4	10

In modo generale, la distribuzione statica ampiezza-frequenza del messaggio musicale e della parola indica che le ampiezze diminuiscono quando le frequenze crescono. È così che i livelli dei segnali, prossimi a 10 kHz, si posizionano mediamente 10 dB sotto di quelli a 1 kHz; da qui il piccolo rischio di saturazione introdotto da una preaccentuazione di 10 dB a 10 kHz (come confermano le trasmissioni MF, dove si pratica un'analoga preaccentuazione, anche qui per migliorare il rapporto segnale/disturbo). Ma non conviene superare 10 dB, perchè i generi più evoluti di musica contemporanea rivelano già l'esistenza di suoni di grande energia alle frequenze altissime, con seri pericoli di saturazione (a meno di ridurre il livello generale e il rapporto segnale/disturbo).

3.3. - Influenza della velocità di scorrimento

Comunque sia, è interessante confrontare l'influenza della velocità di scorrimento (19; 9,5; 4,75 cm/s) sui risultati ottenuti (limitando idealmente a 10 dB la preaccentuazione), secondo che si registri a campi incrociati o con la tecnica normale, ma con nastro a strato sottile di materiale magnetico. Si è già ricordato che le curve registrazione/riproduzione sono all'incirca parallele; dunque caratteristiche di preaccentuazioni saranno equivalenti, e poichè il nastro a strato indotto spesso dà un segnale più intenso, si avrà il miglior rapporto segnale/disturbo.
Si è pure già notato che le perdite in registrazione, dovute alle dimensioni della zona d'iscrizione, non disturbano a 19 cm/s, qualunque sia il metodo di registrazione.
A questa velocità, diverse altre perdite legate all'aumento delle frequenze, esigono la preaccentuazione di 8 dB a 10 kHz (vicino al limite stabilito di 10 dB) e, poichè l'effetto di autosmagnetizzazione non si manifesta in questo caso alle frequenze utili, il metodo a campi incrociati presenta scarso interesse, poichè il nastro sottile accusa 6 dB di aumento del livello medio del rumore, senza alcun vantaggio in compenso.
Riducendo la velocità di scorrimento, appaiono le perdite connesse alla lunghezza d'onda d'iscrizione. A 9,5 cm/s, la comune tecnica di registrazione relativa al nastro a forte spessore magnetico, esige 20 dB di preaccentuazione a 10 kHz; mentre ricorrendo ai campi incrociati bastano 12 dB. Si può così ammettere che il nuovo metodo di registrazione fornisce a 9,5 cm/s risultati approssimativamente uguali a quelli normalmente ottenuti a 19 cm/s, senza esagerare in preaccentuazione, al prezzo di 2 dB di aumento del rumore al disotto di 2 kHz.
A 4,75 cm/s, la nuova tecnica è ancora più benefica. Per compensare le perdite d'iscrizione, la preaccentuazione deve raggiungere 18 dB a campi incrociati; il che equivale praticamente al valore ammesso a 9,5 cm/s con la tecnica usuale. Anche in tal caso si tollerano 2 dB di aumento di rumore sotto i 1300 Hz. In altre parole, il rapporto segnale/disturbo viene degradato di 4 dB rispetto a quello ammesso a 19 cm/s.

4. - CONCLUSIONI

Una tabella riassume i vantaggi offerti dalla tecnica di registrazione a campi incrociati su nastro di forte spessore di pellicola magnetica, comparativamente al metodo comune usato con nastro sottile (le misure corrispondono a curve di riproduzione conformi alla norma CEI: il livello di rumore o dB è quello del nastro normale registrato a 19 cm/s a campi incrociati). La fig. 6 dà le curve di risposta ottenute nella condizione di fig. 5 per la registrazione a campi incrociati.
Uno dei principali vantaggi di questo nuovo metodo riguarda la riduzione del rumore di fondo, conservando il nastro normale. Sembra così, che a tutte le velocità, il guadagno sia di 6 dB rispetto ai nastri più sottili.
Può essere di qualche interesse quotare l'aumento relativo del livello di rumore, quando si passa da 19 a 4,75 cm/s. Sappiamo già che il rumore aumenta di 4 dB, qualunque sia il metodo di registrazione, a motivo dell'aumento del guadagno dell'amplificatore di riproduzione, che implica la riduzione della velocità di scorrimento. Inoltre, conviene aumentare di 10 dB la preaccentuazione per conservare una risposta corretta fino a 10 kHz; da qui, riduzione corrispondente della dinamica ammissibile. Gli 8 dB di preaccentuazione necessari a 19 cm/s, permettono di fare la registrazione al livello massimo nel registro basso e medio, senza pericolo di saturazione alle frequenze più alte. A 4,75 cm/s, occorrono 18 dB di preaccentuazione se si vuole che il livello di registrazione dei registri grave e medio diminuisca di 10 dB, per evitare il rischio di saturazione alle alte frequenze; sono 10 dB di aumento del livello dei disturbi.
L'aumento della rumorosità del nastro alle basse velocità di scorrimento consta così di un termine costante (per l'aumento del guadagno degli amplificatori di riproduzione) e di un termine variabile tra 0 e 10 dB secondo la distribuzione dell'energia in funzione della frequenza del messaggio (di uguale valore, qualunque sia la tecnica di registrazione).
In conseguenza, grazie al metodo dei campi incrociati, la riduzione della velocità di scorrimento fra 19 e 4,75 cm/s è accompagnata da un aumento del livello di rumore che va da un minimo di 40 dB fino a 14 dB (4+10) secondo il genere di programma registrato.
Nelle stesse condizioni, ma con metodi normali di registrazione, il rumore crescerebbe da 10 a 20 dB (10+10), passando da 19 a 4,75 cm/s. *A.*

Ludovico De Luca

La percezione dell'intensità acustica.

I - Livelli sonori e correnti neurali

1. - INTRODUZIONE

Tra le qualità della sensazione acustica, a prima vista l'intensità può sembrare la più semplice da spiegare e quindi di scarsa importanza nello studio del meccanismo di percezione in generale. In realtà essa rappresenta uno dei fenomeni più complessi dell'audizione.
Per iniziarne l'esame è necessario innanzitutto avere un'idea delle immagini acustiche che, in corrispondenza di ciascun suono percepito, si vanno a formare sul quadro di presentazione nel sistema nervoso centrale (come abbiamo visto nel corso di precedenti articoli sulla percezione tonale e binaurale). Ma occorre pure tener presenti alcuni argomenti di acustica e di neuronica.
In questa prima parte ci limiteremo a qualche richiamo di carattere generale in questi due campi, per procedere a una impostazione preliminare del problema.

2. - LIVELLI SONORI

Sappiamo tutti che una perturbazione applicata ad un mezzo elastico si propaga in ogni direzione, nella forma di onde di compressione e di rarefazione che si allontanano dal punto di origine. La velocità di propagazione cambia a seconda del mezzo, essendo proporzionale alla radice quadrata della densità e della pressione (nel caso dei gas). Se la forma e la frequenza delle perturbazioni sono tali da interessare il campo dell'audizione, possiamo parlare di onde acustiche e di fenomeni acustici in generale; riserveremo il termine di sonori a questi stessi fenomeni quando sia opportuno indicare che se ne considerano più gli aspetti fisici che la sensazione uditiva prodotta.
Assieme all'onda, naturalmente, viaggia nel mezzo anche una certa energia. La quantità di energia che passa attraverso l'unità di superficie (1 m²) di un piano perpendicolare alla direzione di propagazione dell'onda, supposta piana (cioè abbastanza lontana dalla sorgente), nell'unità di tempo (1 s), rappresenta la potenza acustica specifica (che in seguito chiameremo semplicemente potenza acustica).
A questo punto conviene utilizzare la notevole analogia esistente tra la potenza, la differenza di potenziale, la corrente, la carica e l'impedenza di un circuito elettrico, rispettivamente con la potenza, la differenza di pressione (rispetto alla pressione a riposo), la corrente volumetrica (m³/m²s), lo spostamento delle particelle e l'impedenza di un sistema acustico, per indicare queste ultime grandezze con i termini e i simboli delle corrispondenti grandezze elettriche, anche se fisicamente *tutte* tali grandezze hanno dimensioni diverse.
Come nel caso delle grandezze elettriche alternative in genere, anche per un'onda acustica conviene infine riferirsi ai valori efficaci.
Consideriamo ora un'onda *piana* che si propaga nell'aria. L'impedenza acustica Z in questo caso è reale, cioè senza parte reattiva; essa è uguale al prodotto della densità per la velocità di propagazione. Alla temperatura di 0 °C e alla pressione di 760 mm di mercurio, si ha:

$$Z=(1{,}293\ \mathrm{kg/m^3})(331{,}45\ \mathrm{m/s})\simeq 429\ \mathrm{Ns/m^3}$$

Le dimensioni dell'ohm acustico, allo scopo di semplificare le successive operazioni, sono state qui riferite all'unità di forza (N) anziché a quella di massa (kg), ricordando che il newton è la forza che imprime l'accelerazione di 1 m/s² alla massa di 1 kg e che quindi:

$$1\ \mathrm{kg}=(1\ \mathrm{N}):(1\ \mathrm{m/s^2})=1\ \mathrm{Ns^2/m}$$

Tenendo presente che la velocità di propagazione aumenta con la temperatura di 0,18 % ogni grado centigrado, mentre la densità diminuisce di 0,36 % ogni grado (perché di tanto aumenta il volume di una certa massa d'aria a pressione costante), l'impedenza *diminuisce* di circa 0,7 Ω acustici per ogni grado e quindi il suo valore nominale a 20 °C può essere fissato uguale a 415 Ω acustici.
Scegliamo ora come valore di riferimento la potenza acustica di 1 pW/m² e calcoliamo i valori che le altre grandezze acustiche assumono nell'aria, allo stesso modo in cui, nella trasmissione telefonica, si è scelto il valore di 1 mW come riferimento di potenza e si calcolano i relativi valori di tensione e di corrente, che però *cambiano* di volta in volta a seconda dell'impedenza nominale del circuito (ad esempio 600 Ω oppure 75 Ω).
Nell'aria a 20 °C abbiamo così i seguenti valori efficaci di riferimento della tensione e della corrente acustica:

$$V=\sqrt{PZ}=\sqrt{(10^{-12}\ \mathrm{N/ms})\ (415\ \mathrm{Ns/m^3})}=10^{-6}\sqrt{415\ \mathrm{N^2/m^4}}=20{,}4\ \mu\mathrm{N/m^2}$$
$$I=\sqrt{P:Z}=\sqrt{(10^{-12}\ \mathrm{N/ms}):(415\ \mathrm{Ns/m^3})}=10^{-6}\sqrt{0{,}00241\ \mathrm{m^2/s^2}}=49\ \mathrm{nm/s}$$

TAVOLA 1

	nelle misure telefoniche	nelle misure acustiche
Unità assoluta di potenza	1 W	1 W/m²
Potenza di riferimento	1 mW	1 pW/m²
Livello di riferimento	0 dBm	0 dBa

Dall'ultima relazione risulta che la corrente acustica, sebbene definita come il volume d'aria che passa nella sezione trasversale unitaria nell'unità di tempo, assume in pratica le dimensioni di una velocità. Nel caso di onde piane la corrente volumetrica coincide infatti con la velocità delle particelle in vibrazione.
Mentre le quattro grandezze considerate finora (Z, P, V e I) *non* dipendono dalla frequenza f dell'onda sonora, lo spostamento totale S (valore da picco a picco) delle particelle *diminuisce* con la frequenza; per una sinusoide tipica di 1000 Hz e di 1 pW/m², lo spostamento vale:

$$S=\frac{2\sqrt{2}\,I}{2\,\pi f}=\frac{1{,}41\times 49\ \mathrm{nm/s}}{3{,}14\times 1000\ \mathrm{rad/s}}=$$
$$22{,}1\ \mathrm{pm}$$

Vi sono quindi quattro modi per indicare la medesima potenza di riferimento, tutti e quattro abbastanza espressivi per l'ordine di grandezza: con il primo tale potenza si fissa direttamente uguale a un *miliardesimo* di mW, con il secondo la pressione efficace risulta dell'ordine del *milionesimo* di N/m², con il terzo la velocità della particella risulta dell'ordine dei *miliardesimi* di metri al secondo e con il quarto lo spostamento totale delle particelle è dell'ordine dei *miliardesimi* di millimetro.
Ancora analogamente ai sistemi di misura elettrici usati nelle trasmissioni telefoniche (che si sono orientati in questo senso proprio in base alle esigenze della percezione uditiva), risulta conveniente esprimere le grandezze viste finora in unità logaritmiche, o *livelli*, rispetto al valore di riferimento. In entrambi i casi (telefonico e acustico) il valore di riferimento risulta più piccolo dell'unità assoluta (che sarebbe rispettivamente 1 W nel caso elettrico e 1 W/m² in quello acustico). Seguendo l'uso di indicare con una lettera il tipo di riferimento nelle unità logaritmiche di livello, possiamo esprimere il livello sonoro in dBa, intendendo con ciò la misura del livello in dB rispetto alla potenza *acustica* (assoluta) di 1 pW/m², come con il livello telefonico in dBm si esprime la misura del livello in dB rispetto alla potenza elettrica (assoluta) di 1 mW (Tav. 1).
Come in telefonia (dove il livello è definito in potenza elettrica apparente, ma viene misurato in generale con voltmetri, supponendo esatta l'impedenza del punto di misura), anche in acustica il livello è definito in potenza specifica, ma viene spesso misurato per mezzo di una delle altre grandezze (pressione, velocità e spostamento). In tal caso occorre naturalmente tener conto dell'impedenza dell'aria, variabile di volta in volta con le condizioni ambientali.
Dato che l'aria rappresenta il più comune mezzo di trasmissione acustica, è naturale chiederci quale è l'attenuazione da essa introdotta e quali sono i livelli sonori entro i quali la trasmissione è indistorta (*dinamica* del sistema di trasmissione). In figura 1 sono riportati i risultati di alcune misure di W. Nyborg e D. Mintzer (1955).
Nell'aria il limite superiore teorico è fissato dalla pressione atmosferica; aumentando sempre di più il livello sonoro, infatti, a un certo punto si arriva al limite oltre il quale la pressione istantanea non può più diminuire (perché si forma il vuoto) e contemporaneamente la velocità delle particelle non può più aumentare (perché raggiunge la velocità di propagazione dell'onda). Calcolando il livello superiore L_s in base alla pressione e ricordando che la pressione atmosferica vale 98 kN/m², pari al valore di picco di una pressione alternativa efficace di 70 kN/m², si ottiene:

$$L_s=20\log_{10}\frac{70\ \mathrm{kN/m^2}}{20{,}4\ \mu\mathrm{N/m^2}}=20\log_{10}3{,}43\times 10^{9}=190{,}7\ \mathrm{dBa}$$

corrispondente a una potenza sonora di circa 10 MW/m².
Il limite inferiore teorico è dato invece dall'agitazione spontanea delle particelle, equivalente a un certo rumore di fondo. Alle bande di frequenza audio che ci interessano tale livello è stato stimato da G.G. Harris (1968) pari a —28 dBa.
Assumendo una tensione massima 100 volte minore di quella corrispondente al limite superiore teorico, per evitare fenomeni di distorsione, il campo dei livelli utilizzabili (per un segnale sinusoidale) risulta compreso tra —30 e +150 dBa. Nella Tav. 2 sono indicati alcuni livelli tipici entro questa dinamica.
Oltre al livello sonoro assoluto, per tener conto della differente soglia di udibilità che si può avere variando i soggetti e la frequenza dello stimolo ad essi applicato caso per caso, viene usato spesso un secondo tipo di livello

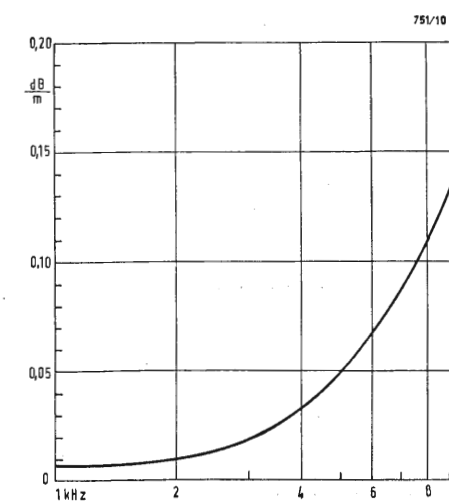



Fig. 1

TAVOLA 2

Livello (dBa)		Potenza (P)	Spostamento (S) a 1 kHz
190	limite superiore dell'aria	10 MW/m²	69,8 mm
180		1 MW/m²	22,1 mm
170		100 kW/m²	6,98 mm
160		10 kW/m²	2,21 mm
150	limite teorico di un tono	1 kW/m²	698 μm
140		100 W/m²	221 μm
130	(soglia del dolore)	10 W/m²	69,8 μm
120		1 W/m²	22,1 μm
110	stazione ferroviaria sotterranea	100 mW/m²	6,98 μm
100		10 mW/m²	2,21 μm
90	cascata del Niagara	1 mW/m²	698 nm
80		100 μW/m²	221 nm
70		10 μW/m²	69,8 nm
60		1 μW/m²	22,1 nm
50	conversazione media a 2 metri	100 nW/m²	6,98 nm
40		10 nW/m²	2,21 nm
30		1 nW/m²	698 pm
20	bisbiglio a 2 metri	100 pW/m²	221 pm
10		10 pW/m²	69,8 pm
0		1 pW/m²	22,1 pm
—10	(soglia di udibilità)	0,1 pW/m²	6,98 pm
—20		0,01 pW/m²	2,21 pm
—30	limite inferiore dell'aria	0,001 pW/m²	0,698 pm

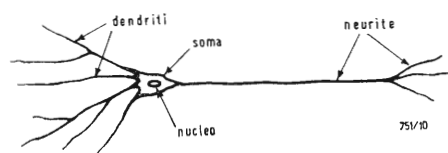



Fig. 2

sonoro, ottenuto cambiando semplicemente il valore di riferimento: anziché la potenza di 1 pW/m² per tutti i casi, si prende cioè la potenza di quello stimolo che corrisponde alla soglia di udibilità in ciascun caso particolare. Si tratta quindi di un livello in parte oggettivo (variazione in dB rispetto a un riferimento) e in parte soggettivo (riferimento variabile da soggetto a soggetto). Possiamo esprimere questo secondo livello sonoro in dBs, per indicare che si tratta di una misura di livello in dB sopra alla *soglia* della sensazione soggettiva.

Questo secondo livello sonoro non deve essere confuso tuttavia con uno dei tanti modi, più o meno grossolani, usati per la valutazione dell'intensità acustica. Tra le due misure esiste una differenza sostanziale: nel livello sonoro relativo alla soglia di un soggetto l'aumento del valore rappresenta effettivamente (in dB) l'aumento della potenza sonora, mentre nella misura dell'intensità acustica è il soggetto (o la media di più soggetti) a stabilire la scala degli aumenti di potenza alle varie frequenze.

3. - CORRENTI D'AZIONE

Passiamo ora ad un argomento completamente diverso, mediante un salto di solo pochi centimetri, quanti ne passano cioè dall'onda sonora che lasciamo nell'aria all'entrata dell'orecchio esterno e il segnale che ritroviamo nel nervo acustico all'uscita dell'orecchio interno. Per farci un'idea abbastanza chiara sulla forma di tale segnale, occorre che ci soffermiamo un poco sul meccanismo di trasmissione degli impulsi lungo le fibre nervose in generale e, naturalmente, sulla costituzione delle fibre stesse.

Ciascuna di queste fibre fa parte di una cellula nervosa (*neurone*), che consiste delle seguenti parti (fig. 2): uno o più *dendriti*, eventualmente confluenti lungo il loro percorso come i rami di un albero (da cui prendono il nome), un corpo più voluminoso contenente il nucleo della cellula (e perciò chiamato *pirenòforo* o *soma*), un tronco più o meno lungo (fibra nervosa o *neurite*) ed eventualmente un certo numero di diramazioni d'arrivo. Le terminazioni dei dendriti e dei neuriti cambiano forma a seconda del lavoro che deve compiere ciascun neurone.

Limitandoci per ora alla parte centrale, possiamo ricordare che essa è costituita essenzialmente di un tubo di spessore molto sottile (membrana), che separa l'elettrolito interno (plasma) da quello esterno. La membrana, in tutti i tipi di neuriti, è abbastanza porosa per permettere il passaggio selettivo di alcune sostanze nei due sensi. All'esterno della membrana l'elettrolito è essenzialmente uguale all'acqua di mare negli animali a vita marina, mentre risulta diluito nel rapporto da 4 a 1 negli animali a vita terrestre.

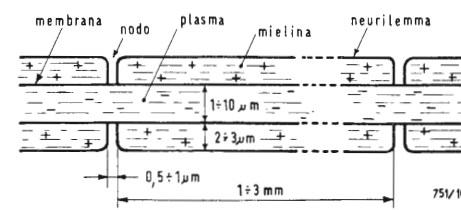



Fig. 3

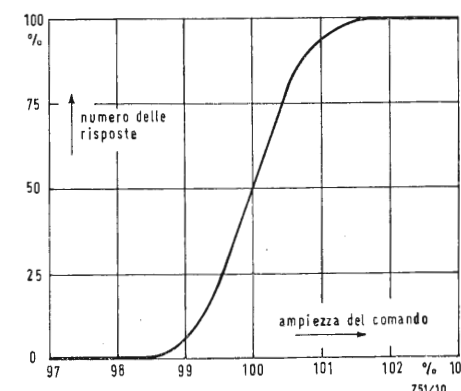



Fig. 4

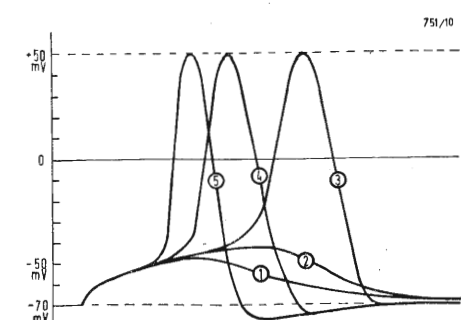



Fig. 5

In condizioni di riposo la composizione ionica all'interno della membrana differisce molto rispetto a quella esterna: all'interno per esempio gli ioni di potassio sono circa 20 volte più concentrati che all'esterno, mentre gli ioni di sodio e di cloro sono rispettivamente 9 e 12 volte meno concentrati rispetto all'esterno. Conseguentemente esiste una differenza di potenziale tra le due zone, a riposo, di circa 70 mV, con l'interno negativo rispetto all'esterno.

Dato che lo spessore della membrana non supera 10 nm, questo valore di tensione è notevole: esso equivale infatti a una sollecitazione dell'ordine di 10 kV/mm, paragonabile a quella raggiunta nei cavi elettrici isolati in olio. Sebbene nel corso di prove in laboratorio si sia notato che la membrana viene perforata solo quando la tensione è 1,5 volte maggiore di quella a riposo e che, una volta rimossa la breve sopratensione, la membrana stessa si ripristina completamente, è interessante osservare che gli impulsi trasmessi lungo il neurite hanno polarità capovolta (interno positivo rispetto all'esterno), in modo da ottenere la massima ampiezza senza superare il limite sopportabile dalla membrana.

La trasmissione degli impulsi è di tipo attivo; il neurite equivale cioè ad una linea con amplificatori distribuiti lungo tutto il suo percorso. Per avere una maggiore velocità d'informazione in un sistema del genere occorre aumentare la velocità di propagazione, assicurando al tempo stesso una buona forma d'onda in arrivo. Ciò si ottiene con due soluzioni distinte: la prima, utilizzabile nei collegamenti nervosi più semplici, consiste nell'aumentare il diametro del neurite in misura notevole (da 30 μm a 1 mm); la seconda, necessaria nei collegamenti più complessi (dove cioè sono richieste molte fibre, come nel caso del nervo acustico), consiste nel rigenerare più volte l'impulso lungo il percorso. Dato che le fibre di un nervo, in questo secondo caso, debbono comunque essere isolate elettricamente tra di loro, mediante un involucro (neurilemma) che racchiude l'elettrolito esterno (mielina) di ciascuna fibra, per ottenere la completa rigenerazione dell'impulso basta eseguire delle periodiche strozzature (nodi di Ranvier) nel neurilemma, in modo che l'impulso in arrivo in ogni nodo, anziché proseguire distorcendosi sempre di più, possa soltanto riuscire ad *eccitare* il tratto successivo, dando luogo alla rigenerazione di un nuovo impulso con forma d'onda corretta.

In figura 3 è indicata la sezione mediana di un neurite di questo tipo. Il passo di ripetizione dei nodi è generalmente di 2 mm, mentre la separazione nel nodo è dell'ordine di un micron. Un'idea più chiara delle proporzioni si può avere pensando a un conduttore elettrico di circa 3 mm (cioè mille volte più grande), rivestito con tratti cilindrici di un centimetro, lunghi due metri e separati di 1 mm uno dall'altro.

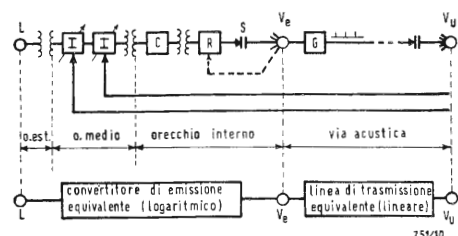
Dal punto di vista elettrico, l'intero neurone è stato paragonato a un generatore d'impulsi che comprende il proprio alimentatore e che fornisce impulsi uniformi in uscita, adatti come segnale d'entrata per altri neuroni.

Ciascun tratto di neurite compreso tra due nodi, a sua volta, equivale a un rigeneratore d'impulsi che ricevendo un segnale elettrico *depolarizzante* (cioè tale da diminuire la tensione di polarizzazione presente a riposo tra plasma e mielina) ad un estremo, inizia in quello stesso estremo un'azione rigenerativa che si propaga fino all'estremo opposto (distante 2 mm) e che è sufficiente ad eccitare il tratto successivo (attraverso il nodo che separa i due tratti).

L'azione rigenerativa può essere spiegata con il fatto che la permeabilità della membrana per i vari ioni dipende dalla tensione elettrica presente ai due lati della membrana stessa. Se quindi con una eccitazione esterna si riesce a superare una certa soglia d'insensibilità (compresa tra 20 e 30 mV), il cambiamento di tensione ricevuto determina una variazione di permeabilità sufficiente a cambiare ancora di più la tensione, fino a che si raggiunge rapidamente il massimo dell'effetto rigenerativo. L'impulso positivo così rigenerato si propaga poi, come onda di depolarizzazione, fino al nodo opposto, dove arriva attenuato, ma ancora sufficiente per innescare il tratto successivo.

La velocità di propagazione lungo l'intero percorso del neurite varia, da caso a caso, tra 10 e 120 m/s. Così pure le caratteristiche dell'impulso rigenerato (chiamato comunemente corrente d'azione o potenziale d'azione) variano a seconda dell'impiego delle singole fibre nervose. Applicando in laboratorio una serie regolare d'impulsi depolarizzanti a un neurite, si osserva che la soglia di funzionamento del neurite è abbastanza ben definita. La figura 4 mostra una curva tipica della probabilità d'innesco in funzione dell'ampiezza degli impulsi di comando; si può notare che il passaggio dalla condizione di sicuro rifiuto a quella di sicura risposta avviene entro una variazione di circa il 3 % dell'ampiezza del comando. Nelle condizioni intermedie, inoltre, si nota che gli impulsi sono rigenerati (con ritardi leggermente diversi) senza alcun ordine; alla condizione di soglia (definita dalla risposta al 50 % dei comandi), in particolare, è come se ad ogni impulso di comando il neurite giocasse a testa o croce, per rigenerare l'impulso solo quando appare la testa sulla moneta. In figura 5 è indicato l'anda-

Fig. 6

Fig. 7

mento di un impulso tipico, al variare dell'ampiezza del comando.

Da queste osservazioni sperimentali si deduce che, come mezzi di trasmissione dei normali impulsi d'informazione, i neuriti funzionano con ampio margine di sicurezza; gli impulsi restituiti all'estremo del collegamento nervoso sono cioè tutti e soli gli impulsi ricevuti all'estremo opposto. Allo stesso tempo, tuttavia, il funzionamento della membrana è tale da permettere, quando sia richiesta, la generazione di una serie disordinata d'impulsi.

4. - CORRENTI SINAPTICHE

Se al posto di un breve impulso di comando si applica a un neurite una corrente depolarizzante *continua*, si ottiene come risultato una generazione disordinata d'impulsi, la cui frequenza media cresce con il valore della corrente elettrica applicata.

Quando la stessa corrente o un impulso di comando, anziché in un neurite, sono invece immessi in un'altra zona del neurone, non avviene né la generazione né la rigenerazione, ma il segnale si propaga in modo analogico (senza soglie e senza valori costanti d'ampiezza). Possiamo ritenere che tutta la rete dei dendriti e del soma costituisca, nel suo insieme, una regione integrativa (caratterizzata da un valore della capacità elettrica della membrana notevolmente più alto rispetto al neurite), nella quale si esegue cioè la somma spaziale e temporale dei segnali raccolti nei vari punti della rete. Il risultato dell'integrazione è una tensione applicata alla zona di generazione degli impulsi, nel tratto iniziale del neurite (più vicino al soma), dove viene convertita in frequenza d'impulsi.

Ciascun dendrite viene comandato, in generale, mediante una *sinapsi*. Con questo termine (che in greco vuol dire collegamento) si indica sia l'insieme delle azioni chimiche che mettono in funzione un dendrite, sia il luogo in cui tali azioni avvengono. La sinapsi può essere iniziata da uno o più neuriti di altri neuroni, ovvero da cellule di senso (rivelatori). In tutti i casi abbiamo due membrane sinaptiche (costituzionalmente diverse da quelle del neurite) che si fronteggiano a brevissima distanza (da 20 a 50 nm), delle quali la prima (presinaptica) appartiene alla cellula trasmittente e la seconda (postsinaptica) alla cellula ricevente (in generale l'inizio di un dendrite). Nello spazio tra le due membrane si manifestano due correnti di scambio, di un tipo tutto particolare. Si tratta innanzitutto di sostanze chimiche, che vengono prodotte nelle due cellule e immesse poi nello spazio sinaptico attraverso le rispettive membrane. La prima sostanza, o mediatore attivo, scaturisce dalla cellula trasmittente a dosi costanti, che però si succedono irregolarmente nel tempo (come se anche la membrana presinaptica giocasse a testa o croce) con una frequenza media che dipende dall'ampiezza del segnale elettrico presente (messaggio da trasmettere). La seconda sostanza, o mediatore passivo, serve semplicemente a distruggere o a neutralizzare la prima, con una velocità proporzionale alla concentrazione di questa esistente in ogni momento nello spazio sinaptico.

Si vede quindi che esiste una differenza fondamentale tra l'eccitazione di un tratto di neurite mediante un impulso elettrico e l'eccitazione di un dendrite mediante la sinapsi. Nel secondo caso la memorizzazione dura molto più a lungo, in modo che i segnali deboli ricevuti non vanno perduti. La membrana postsinaptica gode cioè di un'importante proprietà: il suo cambiamento di permeabilità *non* influisce sulle correnti chimiche ricevute, il che le permette un'azione integrativa riguardo alla quantità di sostanza presente nello spazio sinaptico.

Una diretta conseguenza di questo fatto è l'emissione spontanea di impulsi in un neurite, per effetto del lento accumularsi di piccole dosi di sostanza attiva nello spazio tra le varie membrane sinaptiche che lo precedono. Così pure è chiaro che tale serie d'impulsi sarà molto spesso disordinata, fino a quando non venga ricevuto un vero e proprio comando dalla cellula che esegue la sinapsi, abbastanza forte e ripetuto a intervalli regolari di tempo.

Ciascuna cellula può anche intervenire in più di una sinapsi, verso dendriti di neuroni distinti, oppure verso dendriti di un neurone e da neuriti di un altro neurone. Una sinapsi, inoltre, può essere talvolta di tipo inibitorio, cioè tale da provocare una variazione di tensione, nella membrana ricevente, di segno opposto a quello che darebbe poi luogo all'emissione di un impulso. Il collegamento di comando tra due neuroni, infine, può anche essere del tipo elettrico (detto elettrotonico) anziché chimico. In altre parole, esiste una grande varietà di collegamenti neurali, più o meno come esistono molti modi per collegare tra di loro transistori e diodi, a seconda del circuito di volta in volta necessario per ottenere la particolare funzione richiesta.

5. - TRASMISSIONE DEL SEGNALE

In figura 6 è schematizzato l'intero circuito interessato nella percezione uditiva, limitatamente a una generica fibra nervosa della via acustica, dal punto in cui è applicato lo stimolo esterno a livello L e il punto del quadro di presentazione nel quale appare la tensione V_u. La parte sinistra del

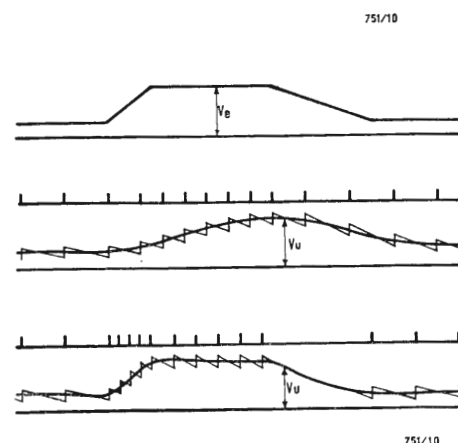



Fig. 8

circuito costituisce il convertitore di emissione, contenuto nell'orecchio, comprendente i due attenuatori variabili dell'orecchio medio (membrana del timpano e martello), i tre trasformatori di energia (da acustica a meccanica, da meccanica a idromeccanica, da idromeccanica a elettrica), il canale cocleare C, il rivelatore R e la sinapsi S tra il rivelatore e un dendrite del neurone di trasmissione. Dal soma di tale neurone ha inizio la seconda parte del circuito, composta da più neuroni collegati in cascata lungo la via acustica (non indicati nella figura) e addetta alla trasmissione delle informazioni uditive verso il terminale d'arrivo.

Dovendo misurare una grandezza elettrica variabile entro una dinamica molto estesa, con un solo strumento sprovvisto di commutatori di portata, conviene generalmente far precedere la misura da una conversione logaritmica e tarare la scala dello strumento in dB. Nel sistema uditivo, come del resto negli altri organi di senso, allo stesso modo è opportuno che i vari rivelatori diano una uscita proporzionale al livello dello stimolo, anziché alla sua ampiezza o alla sua potenza.

Questa conversione logaritmica non deve essere confusa con la compressione effettuata nell'orecchio medio, utile per estendere la dinamica del sistema, nei riguardi della zona dell'immagine acustica che riceve il segnale più forte, *a spese della sensibilità nelle altre zone*. Qualcosa di simile avviene per l'occhio e per la macchina fotografica. Sia la retina che la pellicola fotografica rispondono infatti in modo logaritmico all'energia che le colpisce. Diminuendo il diametro della pupilla o l'apertura dell'obiettivo, per estendere la dinamica del sistema ottico, nel senso di permetterne il funzionamento a livelli più alti di luce, non si estende tuttavia la latitudine di esposizione nelle singole zone, nelle quali le immagini deboli spariscono del tutto.

L'analogia ottica ci permette anche di notare che l'intensità acustica non può essere espressa da un semplice numero. Essa si riferisce alle singole zone del quadro di presentazione, esattamente come l'effetto chimico in una pellicola fotografica dipende dalla quantità di luce in arrivo in ciascuna zona (legata fino a un certo punto al numero indicato dall'esposimetro).

All'estensione della dinamica del sistema uditivo, infine, contribuisce in modo molto limitato il numero di fibre interessate nel nervo acustico, crescente man mano che aumenta il livello dello stimolo. Basta pensare che anche per il rumore bianco occorre assicurare più o meno la stessa dinamica, mentre in questo caso il numero delle fibre in funzione è sempre molto grande, pure ai bassi livelli.

Passiamo ora alla trasmissione del segnale uditivo. Si tratta di ripetere, nel modo più fedele possibile, una tensione quasi continua, come nei normali sistemi di telemisura. La soluzione migliore, in questo caso, è l'invio di una serie d'impulsi, il cui numero medio viene variato proporzionalmente alla variazione della grandezza misurata.

Dato che lo stesso sistema deve servire anche a trasmettere contemporaneamente le informazioni di tempo per il confronto binaurale, gli impulsi non possono essere equidistanti; essi debbono essere inviati in modo tale che il loro numero medio indichi il livello dello stimolo (tensione V_e in fig. 6), mentre la posizione di massimo addensamento indichi la fase dello stimolo stesso (trasmissione a raffiche).

Il numero minimo d'impulsi trasmessi al secondo, nei sistemi di telemisura, è legato alla costante di tempo del dispositivo integratore d'arrivo (altrimenti l'indice dello strumento vibrerebbe verso l'inizio della scala). Nel caso della percezione uditiva tale numero corrisponde alla misura della più bassa frequenza del tono che deve dare ancora una sensazione continua. A 20 Hz le raffiche del tono si succedono (a basso livello) a intervalli di circa 50 ms e la costante di tempo nel terminale d'arrivo deve essere quindi dell'ordine di 200 ms.

Il numero massimo d'impulsi al secondo è legato indirettamente all'informazione di fase. Se si vuole che tale informazione venga trasmessa fedelmente lungo il neurite, occorre che il transito di ciascun impulso sia preceduto da un certo tempo di riposo. Con una velocità media di propagazione di 50 m/s, in ogni millisecondo il medesimo impulso attraversa circa 25 nodi di rigenerazione, restando quindi presente in ciascuno non più di 40 μs. Assumendo la durata dell'impulso pari alla metà di questo valore e un periodo di riposo 100 volte più lungo dell'impulso, si arriva a una frequenza massima di ripetizione dell'ordine di 500 imp/s.

La tensione d'uscita V_u, ottenuta con un dispositivo equivalente al circuito indicato in figura 7, è proporzionale al numero medio degli impulsi ricevuti entro il tempo d'integrazione. La somma delle cariche elettriche fornite dai vari impulsi, in tale circuito, deve bilanciare la corrente media di scarica del condensatore C attraverso il resistore R. Per aumentare la velocità di risposta del sistema di trasmissione, senza ridurre il tempo d'integrazione (dato dal prodotto RC), è opportuno che, all'estremo di partenza, la generazione degli impulsi non avvenga semplicemente in modo proporzionale alla tensione V_e, ma tenga conto anche

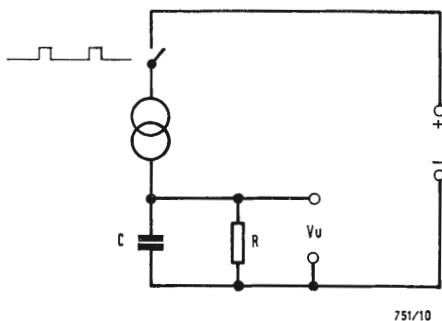
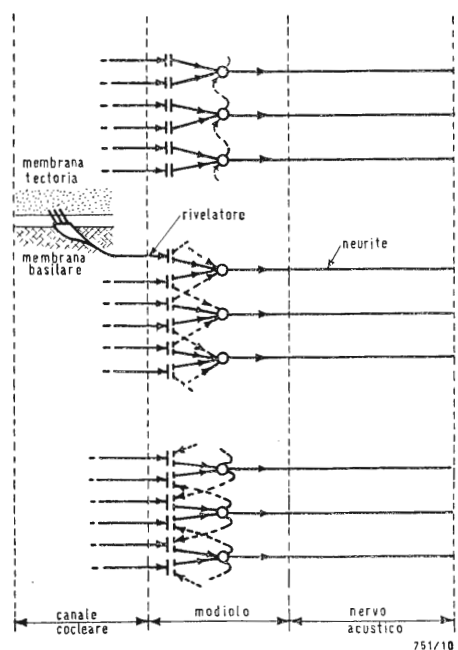



Fig. 9

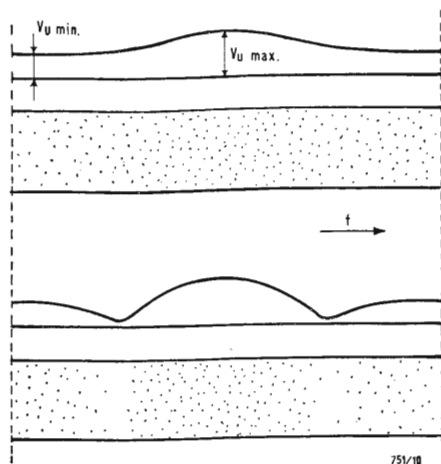



Fig. 10

della velocità di variazione della tensione stessa (sommando un certo numero d'impulsi proporzionale alla derivata della tensione). Nei diagrammi in figura 8 è mostrato il miglioramento ottenuto in questo modo.

6. - RICONOSCIMENTO DEL SEGNALE

L'estremo inferiore della dinamica, nel sistema uditivo, dipende tanto dalla sensibilità del dispositivo di rivelazione quanto dal meccanismo con cui viene riconosciuta la presenza di un segnale. Per aumentare la sensibilità, entro i limiti permessi in ogni caso dall'efficienza della compressione dei livelli alti, possono essere utilizzati vari mezzi: la somma spaziale dei segnali raccolti dai dendriti dello stesso neurone di trasmissione (fig. 6), in modo da emettere impulsi anche quando un solo dendrite sarebbe insufficiente; la somma temporale di più stimoli ripetuti, come avviene generalmente nel caso dei toni; l'aggiunta di rivelatori più sensibili nel gruppo a servizio di uno stesso neurone, alle frequenze in cui occorre la maggiore sensibilità.

Riguardo al riconoscimento della presenza di un segnale debole, possiamo considerare tre casi distinti. Nel caso più comune il segnale viene riconosciuto in base al diverso aspetto della sua immagine acustica rispetto al rumore di fondo; esso equivale alla ricezione di un segnale televisivo molto debole, la cui immagine sia facilmente riconoscibile sullo schermo (ad esempio il monoscopio). Il riconoscimento dell'immagine acustica, in questo caso, risulta chiaramente facilitato dal sistema binaurale (se la sorgente sonora è concentrata in un punto dello spazio). Un altro mezzo di facilitazione è offerto dal contrasto. Supponiamo di cancellare con una gomma la parte marginale di una macchia leggera e sfumata, esistente sopra un foglio di carta bianca: il risultato sarà quello di rendere ben visibile una macchia che passava inosservata. In figura 9 sono indicati tre schemi di principio per utilizzare questo mezzo; le linee tratteggiate rappresentano i collegamenti d'inibizione aggiunti, rispettivamente tra i soma di neuroni vicini, dai rivelatori ai soma e dai soma ai rivelatori. Quest'ultima soluzione, indicata già in figura 6, è utile anche per l'estensione della dinamica. Con tutti e tre gli schemi il risultato è quello mostrato in figura 10; si può notare che il migliore riconoscimento viene ottenuto senza aumentare il numero degli impulsi.

Il secondo caso di riconoscimento si riferisce ai segnali la cui immagine acustica ha più o meno lo stesso aspetto del rumore di fondo. Quando una situazione del genere si presenta nel campo elettronico, non ci resta che cortocircuitare i capi d'entrata del sistema di trasmissione, per vedere se cambia il livello misurato all'uscita. La presenza di un rumore applicato all'entrata viene riconosciuta, in questo caso, mediante la *variazione* del livello in arrivo. Nel campo uditivo lo stesso risultato si ottiene girando la testa da una parte o interrompendo in altro modo l'applicazione dello stimolo; il meccanismo interessato rimane sostanzialmente il medesimo della discriminazione d'intensità.

Il terzo caso di riconoscimento, infine, può essere formulato così: ci troviamo all'estremo di un collegamento e stiamo ricevendo impulsi disordinati, che arrivano da più fili con un certo numero medio d'impulsi al secondo; vogliamo sapere se si tratta o no del solo rumore di fondo del sistema, ma senza cortocircuitare i capi d'entrata all'estremo opposto. Questo caso in pratica è molto più importante del precedente, perché ci permette la percezione di qualsiasi segnale crescente in modo continuo. Il riconoscimento può essere ottenuto per mezzo di una *soglia*.

L'introduzione di una soglia deve però essere fatta in modo da non ridurre troppo la sensibilità del sistema (rispetto agli altri due casi di riconoscimento). Anziché una disposizione con più soglie parziali in cascata, ciascuna adatta a eliminare i disturbi che hanno origine nel tratto di collegamento che la precede, è quindi migliore la soluzione con una sola soglia all'arrivo. Questo vuol dire che i neuroni a riposo debbono essere già eccitati dal rumore di fondo (meccanico) presente nel canale cocleare e che l'indicazione di tale rumore deve pervenire fino al terminale ricevente. La sensibilità dell'intero sistema, allora, resta unicamente legata al margine tra il livello con cui arriva normalmente il rumore di fondo e il valore di soglia per il riconoscimento del segnale.

Invece di una soglia fissa, scelta con margine abbondante per essere sicuri che sia superata soltanto dal segnale, oppure con un margine più modesto qualora il livello del rumore ricevuto venga garantito con un circuito di controreazione totale, risulta preferibile una soglia variabile, da regolare di tanto in tanto al più basso valore possibile.

La taratura della soglia deve avvenire, cioè, solo quando l'immagine ricevuta ha l'aspetto e il livello necessari per ritenere che si tratti del solo rumore di fondo. Tale operazione, per le singole zone del quadro di presentazione, può anche essere automatica: basta lasciar salire molto lentamente la soglia nel tempo e fare le correzioni solo nel verso di una maggiore sensibilità, ogni volta che viene ricevuto un livello molto basso di rumore.

(continua)

— domande e risposte sulla TVC - di A. Nicolich —

Sig. S. Clementi - Vicchio Mugello - (Firenze)

D. Già dall'autunno del 1966 sono in possesso del Vs/ corso TVC e, dopo uno sguardo di insieme alle varie sezioni per rinfrescare le principali nozioni, ho iniziato un ciclo di studio più profondo, addentrandomi anche negli aspetti matematici di alcuni problemi.

Naturalmente, poiché sono un autodidatta, non tutte le spiegazioni e passaggi algebrici o trigonometrici mi risultano chiari; sarei perciò grato se voleste fornirmi le seguenti delucidazioni:

6° Volume; pag. 425 - cominciando dalla 9ª riga in ultimo, si dice: ... Partendo dal segnale portante del colore originale del sistema NTSC:

$F = I' \cos(\omega_o t' + 33°) + Q' \,\mathrm{sen}\,(\omega_o t' + 33°)$

si introduce la trasformazione di tempo $\omega_o t = \omega_o t' + 33°$ (ω_o = pulsazione della portante di crominanza).

Osservazione:

l'espressione $\omega_o t = \omega_o t' + 33°$ è introdotta per semplificare il successivo svolgimento o vi è un'altra ragione?

Continuando:

per la riga (2n-1)

In trasmissione: nessuna variazione, modulazione NTSC

$$F = I' \cos \omega_o t + Q' \,\mathrm{sen}\, \omega_o t$$

Per la riga 2n

In trasmissione: inversione di 180° nel modulatore I' da $+I'$ a $-I'$

$$\overline{F} = (-I') \cos \omega_o t + Q' \,\mathrm{sen}\, \omega_o t$$

Osservazione:

questa relazione esprime ovviamente il vettore portante colore F in funzione delle componenti in quadratura I' e Q' in rappresentazione trigonometrica; la lunghezza del modulo F di valore $\sqrt{I'^2 + Q'^2}$ rappresenta la saturazione e l'argomento φ rappresenta la tinta (hue).

Questa dovrebbe essere, mi sembra, la giusta interpretazione dell'equazione del segnale di colore (se non lo fosse prego spiegare quale è).

Proseguendo:

con l'errore di fase β, si ha:

$$F_\beta = (I' \cos \beta + Q' \,\mathrm{sen}\, \beta) \cos \omega_o t + (-I' \,\mathrm{sen}\, \beta + Q' \cos \beta) \,\mathrm{sen}\, \omega_o t$$

Nel ricevitore: nessuna modifica, etc.

$$\overline{F_\beta} = (-I' \cos \beta + Q' \,\mathrm{sen}\, \beta) \cos \omega_o t + (I' \,\mathrm{sen}\, \beta + Q' \cos \beta) \,\mathrm{sen}\, \omega_o t$$

Nel ricevitore: riflessione sull'asse Q', etc.

Osservazione: come si è giunti alla nuova espressione per $F\beta$ e $\overline{F}\beta$, partendo da $I' \cos \omega_o t + Q' \,\mathrm{sen}\, \omega_o t$?

Si potrebbe avere un'idea anche grafica del passaggio dalla espressione fondamentale a quella affetta da errore? Perché poi il segno negativo di I' al 2° membro dell'espressione modificata, se in quella normale non ve n'è traccia?

Pag. 427 - Quint'ultima riga:

se si separano la portante e la BLS (banda laterale superiore), rimane per l'altra banda laterale:

$$F_{M,\,Blu} = (am/2) \cos (\omega_o - \omega_m)\, t = (am/2) \,\mathrm{sen}\, \omega_m t + (am/2) \cos \omega_m t \times \cos \omega_o t$$

Osservazione: l'espressione al 1° membro è di facile interpretazione; si tratta della BLI di un'onda sinusoidale modulata in ampiezza di cui ω_o è la pulsazione della portante e ω_m è la pulsazione di modulazione.

Ho provato a verificare l'esattezza del 2° membro per via trigonometrica, ma non sono riuscito a stabilire il nesso col 1° membro.

Sarebbe pertanto gradita anche qui una delucidazione particolareggiata.

Continuando: ultima riga di pag. 427. Questo segnale a banda limitata (senza dubbio si tratta di $F_{M\,Blu}$), si suddivide in due termini di uguale ampiezza; uno corrisponde alla *componente in fase* che agisce nel canale nominale, l'altro alla cosiddetta *componente in quadratura* e provoca un'interferenza di colore nell'altro canale.

Osservazione: qual è il segnale componente in fase e quale quello in quadratura? Questa spiegazione mi aiuterebbe ad una migliore comprensione per seguire i passaggi di pag. 428 fino alla loro conclusione nella 1ª riga di pag. 429 in cui si afferma che la componente in quadratura è sparita e viene ottenuta una trasmissione esente da distorsione.

Pag. 434 - 1ª riga:

gli «impulsi di identificazione» di cui si fa menzione sono ancora usati o sono stati definitivamente abbandonati per il «burst alternante»?

Pag. 444 - 11ª riga dal fondo: ... trasformatore foggiato a filtro di banda...

Osservazione: cosa significa «foggiato»?

Pag. 474 - terz'ultima riga:

facendo il loro prodotto e prendendo in considerazione anche il fattore del tempo $\exp(j\omega_o t)$, si ottiene:

$$S^2 \exp(j\, 2\, \omega_o t) \exp(j\, 2\, \beta)$$

Come si deve interpretare il termine «exp»? Forse come base dei logaritmi naturali e? O si è voluto trascrivere collinearmente l'espressione:

$$S^2\, e^{(j 2 \omega_o t) + (j 2 \beta)} \ ?$$

Pag. 479 - sest'ultima riga:

perciò si è studiato un metodo (che non può essere impiegato col sistema NTSC) per controllare la fase della portante anche durante la scansione di riga. In questo caso è possibile fare a meno della stabilizzazione a cristallo, che è necessaria con il sistema NTSC ed usare un ordinario oscillatore LC, pur ottenendo una buona sincronizzazione di fase, come già detto sopra.

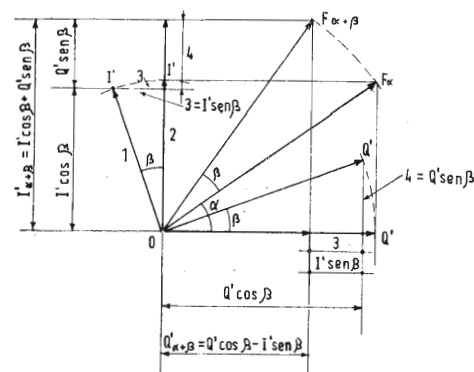
Osservazione: quale è questo metodo? È forse il C di pagina 487? Non sarebbe opportuno in questo caso completare il sottotitolo con la specificazione «senza cristallo di quarzo»?

Pag. 480 - 5ª riga dal principio:

linee spettrali *discrete*, etc.

Osservazione: i vari dizionari di italiano consultati danno all'aggettivo « discreto » il significato di sufficiente, mediocre, giusto, moderato, etc., tutte accezioni che tecnicamente non rendono il significato richiesto; penso quindi che « discreto » sia la traduzione dall'inglese « discrete » il cui significato è: diviso, distinto, separato, per cui una traduzione appropriata di discrete per qualificare delle linee spettrali mi sembra debba essere distinte o discontinue.
Pag. 480 - 17ª riga:
corrispondente larghezza di banda di rumore di 230 Hz.
Osservazione: il concetto di *larghezza di banda di rumore* appare a più riprese nel corso della trattazione ed è quindi opportuno spiegarne il preciso significato.
Come si deve intendere la « larghezza di banda di rumore »? Secondo i testi a mia disposizione il rumore dovuto all'agitazione termica (thermal or random noise) analizzato dal punto di vista della frequenza consta di componenti sinusoidali, che riempiono completamente lo spettro, dalle più basse alle più alte considerate.
Passando ai rumori statici naturali o artificiali è noto che anche essi occupano una notevole gamma di frequenza e in ogni caso sia questi, sia i primi sono dovuti a cause esterne e quindi non influenzabili direttamente né in ampiezza, né in frequenza. Come si può quindi parlare di larghezza di banda di rumore di un circuito?
Ci si vuole forse riferire al rumore generato dal circuito stesso?
Ma in questo caso la larghezza di banda non è piuttosto quella stabilita dalle necessità di ricezione anziché la conseguenza di una determinata conformazione del circuito?
La spiegazione di questo concetto è, ripeto, di grande importanza agli effetti della comprensione di tutta la trattazione riguardante la rigenerazione della subportante di riferimento e sarebbe oltremodo gradita.
Pag. 480 - Penultima riga:
verso la fine della riga, l'ampiezza della portante rigenerata cade a metà del suo valore iniziale, mentre la *larghezza di banda* del *rumore* raggiunge 6,95 kHz; ciò non è più tollerabile.
Osservazione: dalla fig. 295 si vede che l'ampiezza della portante cade quasi a metà, ma da dove si può rilevare che la sua larghezza di banda del rumore raggiunge i 6,95 kHz?
Pag. 482 - Formula:

$$u = Uo \exp \frac{\pi n}{\varphi_{kr}} \simeq Uo \left(1 - \frac{\pi n}{Q_{kr}}\right)$$

Osservazione: riguardando la fig. 295 vedo che u rappresenta la tensione istantanea dell'onda sinusoidale a frequenza della portante di colore; evidentemente Uo esprimerà il valore massimo.

Comunque la exp e il passaggio a

$$Uo \left(1 - \frac{\pi n}{Q_{kr}}\right)$$

rappresentano dei punti oscuri che andrebbero chiariti.
Per ultimo, vorrei ad es., richiamare l'attenzione sul paragrafo D di pag. 492; a parte la solita « larghezza di banda di disturbi di 200 Hz » sulla quale spero di poter far presto piena luce, vi si parla di oscillatore agganciato con *larghezza di banda di trascinamento da 100 a 500 kHz*.
Più sotto si parla poi di *larghezza di banda di agganciamento* di 100 kHz e qui il termine agganciamento viene usato, mi pare, in evidente analogia con trascinamento a giudicare dal valore numerico della larghezza di banda. Anche qui i concetti sono manipolati in modo piuttosto libero e non sarebbe fuori luogo spiegare la differenza fra *banda di trascinamento* e *banda di agganciamento*.

R. Premettiamo che al tempo in cui il « Corso » fu compilato, le uniche fonti sul PAL erano gli articoli apparsi sulle riviste tedesche, di W. Bruch, articoli che furono accuratamente interpretati e tradotti, ma che contengono alcuni punti effettivamente poco chiari.
Volume VI - da pag. 425 in avanti.
— La trasformazione $\omega_o t = \omega_o t' + 33°$ ha il solo scopo di semplificare le formule e di rappresentare i vettori con le componenti $\cos \omega_o t$ e $\text{sen}\, \omega_o t$ direttamente sugli assi coordinati senza doverli sfasare di 33°. Quest'ultimo angolo essendo costante non influisce sui risultati successivi; in sostanza la trasformazione d'assi equivale ad imprimere al sistema vettoriale una rotazione di 33° in senso antiorario, con il risultato di « raddrizzare » i diagrammi vettoriali e di abbreviare le formule.
— L'interpretazione dei vettori F e $\overline{F}$ è quella da Lei esposta, inoltre le formule mettono in evidenza che con il PAL, per la riga 2n, si è operata la riflessione della componente I' intorno all'asse Q', per questa ragione si è indicato il segnale di colore con il simbolo $\overline{F}$ sopralineato per distinguerlo dal segnale F (non sopralineato) relativo al sistema NTSC.
— *Errore di fase* β - La nuova formula trova la sua spiegazione nella figura 252 a) di pag. 424. Infatti, con l'errore β, il nuovo $I'_{\alpha+\beta}$ è la somma del vettore 2 (proiezione di I'_α o vettore 1 sulla verticale, dunque $2 = I' \cos \beta$) e del vettore $4 = Q' \text{sen}\, \beta$ diretto nello stesso senso; cioè $I'_{\alpha+\beta} = I' \cos \beta + Q' \text{sen}\, \beta$.
Analogamente il nuovo vettore $Q'_{\alpha+\beta}$ è la differenza del vettore Q'_α dopo la rotazione β, sull'orizzontale (cioè $Q' \cos \beta$) e del vettore $3 = I' \text{sen}\, \beta$; infatti $Q'_{\alpha+\beta}$ è minore di Q'_α, perché a quest'ultimo è

Fig. 1

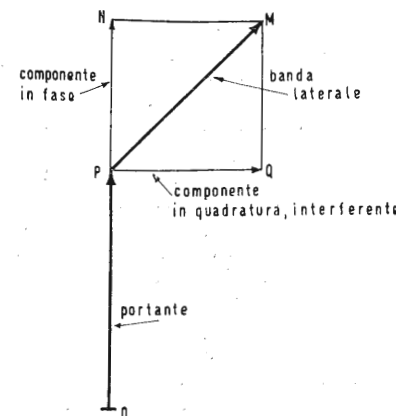



Fig. 2

stato sottratto il vettore diretto in senso opposto e perciò affetto dal segno —. Allora $Q'_{\alpha+\beta} = - I' \text{sen}\, \beta + Q' \cos \beta$.
Per costruire il vettore risultante F_β, basta moltiplicare $I'_{\alpha+\beta}$ per $\cos \omega_o t$, $Q'_{\alpha+\beta}$ per $\text{sen}\, \omega_o t$ e sommare le due componenti:

$$F = I' \cos \omega_o t + Q'_{\alpha+\beta} \text{sen}\, \omega_o t =$$
$$= (I \cos \beta + Q' \text{sen}\, \beta) \cos \omega_o t +$$
$$+ (- I' \text{sen}\, \beta + Q' \cos \beta) \text{sen}\, \omega_o t$$

c.v.d.

La figura 1 si riporta direttamente alla figura 252 a) del testo, ma chiarisce meglio la situazione.
— pag. 427 - Nell'ultima formula manca il fattore $\text{sen}\, \omega_o t$ al primo termine del secondo membro. La formula esatta è:

$$F_{M\,BLU} = (a_m/2) \cos (\omega_o - \omega_m)\, t$$
$$= (a_m/2) [\text{sen}\, \omega_o t\, \text{sen}\, \omega_m t +$$
$$+ \cos \omega_o t \cos \omega_m t] = (a_m/2)\, \text{sen}\, \omega_o t$$
$$\text{sen}\, \omega_m t + (a_m/2) \cos \omega_o t \cos \omega_m t$$

La figura 2 chiarisce la situazione:
$\overline{OP}$ = vettore portante; $\overline{PM}$ = prodotto di modulazione ossia banda laterale unica; $\overline{PN}$ = componente in fase agente nel canale nominale I; $\overline{PQ}$ = componente in quadratura, quindi in fase con l'altro canale (Q) che è a 90° con $\overline{OPN}$; la componente $\overline{PQ}$ produce interferenze nel canale Q. Se il canale I fosse modulato con le due bande laterali, le componenti in quadratura delle due bande si eliderebbero; essendo il canale I modulato a doppia banda fino a 0,5 MHz, ma a banda unica da 0,5 a 1,5 MHz, le alte frequenze di I comprese fra 0,5 e 1,5 MHz producono interferenze nel canale Q. Ma se il canale Q è a banda stretta e rifiuta le alte frequenze oltre 0,5 MHz, l'interferenza sparisce. Quindi per non avere diafotia del canale I nel canale Q, bisogna che quest'ultimo non accetti le frequenze superiori a quella per la quale I cessa di essere modulato a doppia banda, per cominciare a essere modulato a banda unica.
— pag. 434 - Anche dopo l'istituzione del burst alternante, la norma PAL ha continuato a raccomandare l'uso degli impulsi di identificazione, ma nella pratica attuale essi sono spariti.
— pag. 444 - Il trasformatore Tr 1 non è un filtro di banda, ma ha caratteristiche passa banda. Il testo vuol mettere in evidenza la precisione con cui deve essere costruito. L'importante è la perfetta simmetria dei secondari per assicurare l'eliminazione dei disturbi.
— pag. 474 - La notazione exp (ja) esprime l'esponenziale $e^{j\alpha}$ e vale per qualunque esponente; essa è di uso generale ed è impiegata su vasta scala anche nella nostra rivista «l'antenna».
Nel caso di pag. 474 si ha:
$S^2 \exp (J\, 2 \omega_o t) \exp (j\, 2 \beta) = S^2 e^{j2} (\omega_o t + \beta)$,
dove S è il vettore portante dato da

$$S = (I'^2 + Q'^2)^{1/2}$$

— pag. 479 - Il metodo accennato è quello che fa uso del burst alternante discusso in C a pag. 487.
— pag. 480 - L'aggettivo « discreto » significa « con soluzione di continuità », cioè discontinuo, per gradi, per elementi separati. Equivale a « granulare » usato per indicare ad esempio la struttura della materia ed è entrato nell'uso da lungo tempo. Gli antichi asserivano che « natura non facit saltus », noi invece affermiamo che « natura facit saltus », come nell'emissione di energia secondo multipli della costante di Plank, cioè *per valori discreti*.
Larghezza di banda di rumore. Nei numeri 11, 12/1967; 1, 3/1968 della nostra rivista « l'antenna » sono trattati in particolare, nella rubrica « domande e risposte di TVC » i generatori di portante di riferimento. In tali articoli, e precisamente nel n. 11/1967 è spiegato il significato di « larghezza di banda di rumore ». Mentre Le consigliamo di leggere tali articoli, riassumiamo qui il concetto in oggetto, riservandoci di ritornare sull'argomento nella stessa rubrica, per un ulteriore sviluppo e per la determinazione delle formule per il calcolo delle larghezze di banda di fruscio.
L'integrazione sta alla base della generazione del riferimento ricavato dal burst. Più lungo è il tempo di integrazione e migliore è la purezza del segnale di riferimento ottenuto. In pratica la stabilità del generatore della sottoportante in trasmissione pone una limitazione, poiché qualunque dispositivo integratore nel ricevitore non può essere così efficiente da poter ammettere variazioni della subportante trasmessa. Ma questa limitazione non ha importanza data l'altissima stabilità dei trasmettitori TV. Per dare un'idea dell'azione integrante, facciamo questa esperienza. Applichiamo ad un oscillografo un'onda sinoidale e insieme il segnale fornito da un generatore di fruscio, così intenso che la sinusoide si disperda nel fondo disturbante. Se fotografiamo questa immagine con un breve tempo di esposizione, otterremo una fotografia estremamente confusa, dove la sinusoide non è distinguibile; ma se aumentiamo notevolmente il tempo di esposizione (chiudendo il diaframma per regolare l'illuminazione della pellicola) otteniamo una fotografia dove comincia ad apparire la sinusoide, perché questa è fissa, mentre il rumore di fondo è caoticamente variabile; se aumentiamo ancora il tempo di esposizione, la sinusoide spicca decisamente nella foto, mentre il disturbo costituisce un fondo quasi uniforme sul quale si disegna l'onda sinoidale, che così viene rivelata, mentre non è percettibile a occhio sull'oscillografo. Se durante l'esposizione varia la frequenza della sinusoide, il risultato precedente non è più raggiungibile; ciò corrisponde al caso di trasmettitore instabile.
L'integrazione operata da un generatore di riferimento può essere espres-

sa in funzione della caratteristica di risposta in frequenza. Se un segnale è integrato per il tempo T_m, tutte le fluttuazioni disturbanti aventi frequenza maggiore di $1/T_m$ non contribuiscono in modo apprezzabile alla formazione del segnale di uscita dell'integratore, poiché il loro valore medio è prossimo a zero. Perciò, solo fluttuazioni di frequenza minore di $1/T_m$ assumono importanza. In conseguenza, l'integrazione a lungo tempo T_m equivale a far passare il segnale e i disturbi attraverso un filtro avente una larghezza di banda pari a $1/T_m$.

Essendo il segnale fornito dal generatore di riferimento a frequenza subportante, si può effettuare l'integrazione con un filtro avente una larghezza di banda passante uguale a $1/T_m$ con la frequenza centrale uguale a quella della subportante. La larghezza di banda $1/T_m$ è detta *larghezza di banda di rumore* e si indica con il simbolo f_N (N = iniziale di Noise): $f_N = 1/T_m$. La larghezza di banda di rumore (o di disturbo) di un filtro si può determinare rappresentando graficamente il quadrato della tensione di uscita del filtro in funzione della frequenza e disegnando una caratteristica rettangolare di banda passante avente lo stesso valore massimo della curva ottenuta e comprendente la stessa area limitata da detta curva di risposta e dell'asse delle ascisse (frequenze). La larghezza di banda equivalente di rumore è la larghezza (base) della risposta rettangolare (v. fig. 3). Si usa il quadrato della tensione di uscita per dare l'idea della potenza di disturbo.

Fig. 3

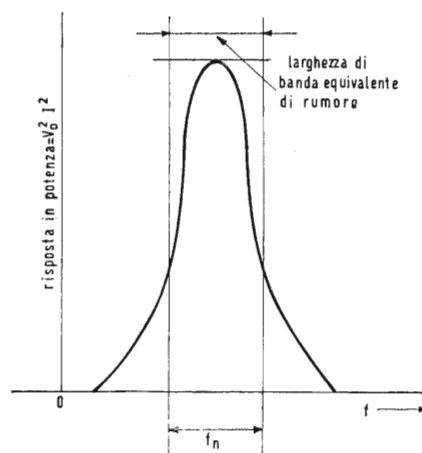
Il generatore della frequenza di riferimento è in sostanza un integratore. Esso riceve un'onda sinoidale disturbata e fornisce un segnale di uscita costituito dalla stessa onda sinoidale, ma con un contenuto di disturbo molto ridotto. Esso perciò è equivalente ad un filtro a banda stretta accordato alla frequenza della subportante.

Quando è presente il disturbo nel burst, la fase del segnale di riferimento può risultare da esso modulata, con il risultato di dar luogo ad un *errore di fase dinamica*. La prestazione di un generatore di riferimento rispetto al rumore distribuito raccomandata corrisponde all'errore di fase dinamica di 5° per il rapporto segnale/disturbo uguale a 1 del valore punta-punta del burst al disturbo efficace. Con questa *figura di rumore* gli effetti sui colori dell'immagine dovuti agli errori di fase sono trascurabili. Per un dato errore di fase e per un dato rapporto segnale/disturbo, si può calcolare il tempo di integrazione T_m e quindi la sua larghezza di banda di rumore equivalente $f_N = 1/T_m$ necessaria. Per il sistema a 625 righe europee, $f_N = 220 \div 230$ Hz.

La larghezza di banda di rumore equivalente di un circuito accordato è $\frac{\pi}{2}$ volte la sua larghezza di banda a 3 dB. Allora, se la frequenza di risonanza è f_o, e Q è il suo coefficiente di risonanza, la banda a 3 dB è f_o/Q e $f_N = \pi/2\,(f_o/Q)$ Hz. Con questa formula si calcola il 6,95 kHz della prima riga di pag. 482: $f_o = 4{,}43$ MHz; $Q = 1000$; $f_N = (3{,}14/2) \cdot 4{,}43 \cdot 10^6/10^3 = 6{,}95$ kHz.

— pag. 482 - La formula in oggetto esprime che la u varia esponenzialmente; quanto al terzo membro, l'espressione è un'approssimazione ottenuta sviluppando in serie di Taylor l'esponenziale, arrestando lo sviluppo al secondo termine.

— pag. 492 - L'espressione « larghezza di banda di trascinamento » equivale all'espressione « larghezza di banda di agganciamento ». La parola « trascinamento » è la traduzione di «Mitnahme» Oszillator = oscillatore trascinato; in italiano non abbiamo un vocabolo che esprima esattamente il significato di « Mitnahme » che letteralmente significa « condotto insieme » cioè agganciato o trascinato. Mitnahme si rende meglio con il termine anglosassone « locked » (=forzato, bloccato, asservito). La « banda di trascinamento » è l'intervallo di frequenze entro il quale l'oscillatore può essere controllato dal burst.

A.

Impareremo in auto la lingua inglese

La D.M.S. (Diffusione Magnétique Sonore) francese, specializzata nella incisione in serie di nastri magnetici standard, ha creato una unità che consente la rapida incisione di piccole serie di cassette.

La D.M.S. è stata inoltre impegnata nella produzione dei primi corsi di lingue incisi su cassette per conto di tre importanti gruppi: « BBC-Omnivos », « Sélection » « Assimil ».

Partendo da queste basi, la D.M.S. ha prodotto un primo corso di inglese commerciale per la Philips. Si tratta di un corso di aggiornamento in otto cassette di un'ora ciascuna, che è stato appositamente studiato per gli automobilisti. Il corso sarà fra poco messo in vendita in Francia nei negozi di dischi e attraverso i distributori ufficiali.

(n. ph.)

0952 - Sig. Miele V. - Cassino

D. Apprestandosi alla costruzione di un apparecchio descritto nella rubrica « a colloquio coi lettori » gradirebbe sapere a quale diametro espresso in millimetri corrispondono i conduttori di rame segnati con i numeri 27, 25, 22, 30 e 16.

R. Allo scopo di rispondere esaurientemente al suo interrogativo ed a quello di altri lettori pubblichiamo la tabella di confronto relativa alla corrispondenza del codice *Gauge* a quello in millimetri la cui pubblicazione era prevista nella rubrica « radio servizio ».

(P. Soati)

Confronto delle scale dei fili metallici (Legal Standard Wire Gauge)

N.	DIAMETRO		SEZIONE		PESO
	poll.	m/m	poll.²	m/m²	kg per km
7/0	0.500	12.700	0.196350	126.68	1127.4
6/0	0.464	11.785	0.169093	109.09	970.90
5/0	0.432	10.973	0.146574	94.562	841.60
4/0	0.400	10.160	0.125664	81.072	721.54
3/0	0.372	9.4487	0.108687	70.119	624.06
2/0	0.348	8.8391	0.095115	61.363	546.13
0	0.324	8.2295	0.082448	53.191	473.40
1	0.300	7.6200	0.070686	45.603	405.87
2	0.276	7.0103	0.059828	38.598	343.52
3	0.252	6.4008	0.049876	32.178	286.38
4	0.232	5.8927	0.042273	27.273	242.73
5	0.212	5.3847	0.035299	22.773	202.68
6	0.192	4.8768	0.028953	18.679	166.24
7	0.176	4.4703	0.024329	15.695	139.68
8	0.160	4.0640	0.020106	12.972	115.45
9	0.144	4.6576	0.016286	10.507	93.512
10	0.128	3.2512	0.012868	8.3018	73.886
11	0.116	2.9463	0.010568	6.8182	60.682
12	0.104	2.6416	0.008495	5.4804	48.775
13	0.092	2.3368	0.006648	4.2887	38.169
14	0.080	2.0320	0.005026	3.2429	28.862
15	0.072	1.8288	0.004071	2.6267	23.378
16	0.064	1.6256	0.003217	2.0755	18.472
17	0.056	1.4224	0.002463	1.5890	14.142
18	0.048	1.2192	0.0018095	1.1675	10.391
19	0.040	1.0160	0.0012567	1.81072	7.2154
20	0.036	0.91439	0.0010179	0.65668	5.8444
21	0.032	0.81280	0.0008042	0.51886	4.6178
22	0.028	0.71119	0.00061575	0.39725	3.5355
23	0.024	0.60960	0.00045239	0.29186	2.5975
24	0.022	0.55880	0.00038013	0.24524	2.1826
25	0.020	0.50800	0.00031416	0.20268	1.8038
26	0.018	0.45720	0.00025446	0.16417	1.4611
27	0.0164	0.41656	0.00021124	0.13628	1.2129
28	0.0148	0.37592	0.00017203	0.11099	0.98781
29	0.0136	0.34544	0.00014527	0.093719	0.83410
30	0.0124	0.31496	0.00012076	0.07791	0.70399
31	0.0116	0.29464	0.00010569	0.068181	0.60681
32	0.0108	0.27432	0.000091609	0.059102	0.52601
33	0.0100	0.25398	0.000078540	0.050670	0.45096
34	0.0092	0.23368	0.000066476	0.042887	0.38169
35	0.0084	0.21336	0.000055417	0.035752	0.31819
36	0.0076	0.19304	0.000045365	0.029267	0.26048
37	0.0068	0.17272	0.000036317	0.023430	0.20853
38	0.0060	0.15240	0.000028274	0.018241	0.16234
39	0.0052	0.13208	0.000021237	0.013701	0.12194
40	0.0048	0.12192	0.000018095	0.011674	0.10390
41	0.0044	0.11176	0.000015205	0.0098097	0.087306
42	0.0040	0.10160	0.000012566	0.0081072	0.072154
43	0.0036	0.09144	0.000010179	0.0065668	0.058444
44	0.0032	0.08128	0.0000080425	0.0051886	0.046178
45	0.0028	0.07119	0.0000061575	0.0039725	0.035355
46	0.0024	0.06096	0.0000045239	0.0029186	0.025975
47	0.0020	0.05080	0.0000031416	0.0020268	0.018038
48	0.0016	0.04064	0.0000020106	0.0012972	0.011545
49	0.0012	0.03048	0.0000011310	0.00072965	0.0064939
50	0.0010	0.02540	0.0000007854	0.0005067	0.0045096

0953 - Sig. Marchesi G. - Torino

D. È richiesto lo schema completo di un ricevitore avente dimensioni ridotte, senza altoparlante, munito di auricolare esterno.

R. In fig. 1 è indicato lo schema di un ricevitore il cui circuito è realizzato completamente con componenti miniaturizzati. Il suo funzionamento è del tutto elementare.

Il segnale a radio frequenza dal circuito accordato L_1-Tc_1 è avviato ai transistori Tr_1 e Tr_2 dove prima di essere rivelato dal doppio diodo D_1-D_2, subisce una buona amplificazione a radiofrequenza. La bobina di reazione *RC* consente di applicare alla bobina L_1 un certo grado di reazione positiva la qualcosa permette di ottenere un aumento del guadagno e della selettività.

Il residuo della radiofrequenza, presente dopo la rivelazione, viene eliminato tramite il condensatore C_1.

Il segnale rivelato viene inviato nuovamente al transistore Tr_1 e quindi al transistore Tr_2 dove subisce una buona preamplificazione a bassa frequenza; dopo di che viene trasferito al transistore potenza Tr_3.

Nel circuito sono impiegati i minitransistori MAT101 e MAT100 che funzionando a bassa tensione, assorbono una corrente veramente minima. L'alimentazione è fornita da due pile al mercurio: essa è di 2,8 V.

Il complesso è montato su un circuito stampato.

La taratura dovrà essere eseguita ad orecchio ascoltando attraverso l'auricolare. Svitando la vite del condensatore variabile TC_1, fino a che la sua lamina sia completamente allargata, si dovrà riuscire ad udire una o due emissioni locali. Spostando l'avvolgimento *RC* lungo la bobina L_1 si dovrà udire un fischio e del ronzio. In caso negativo occorrerà infilare *RC* in senso opposto. Avvitando la vite del condensatore si dovranno udire anche le altre stazioni.

La scatola di montaggio, completa di tutto l'occorrente per effettuare la realizzazione di questo apparecchio, è in vendita presso la GBC con la sigla UK/100. *(P. Soati)*

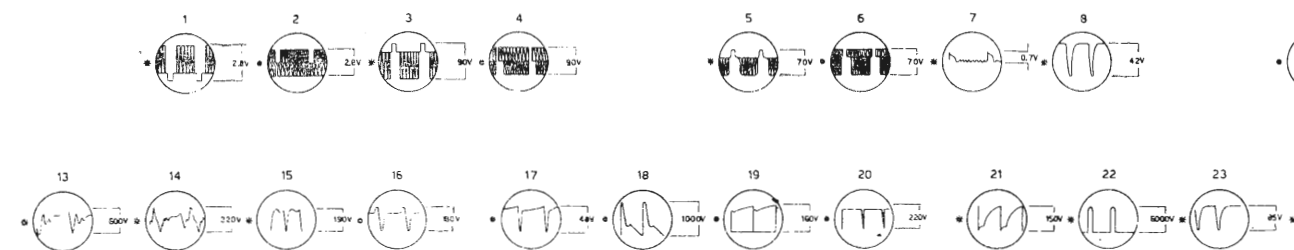
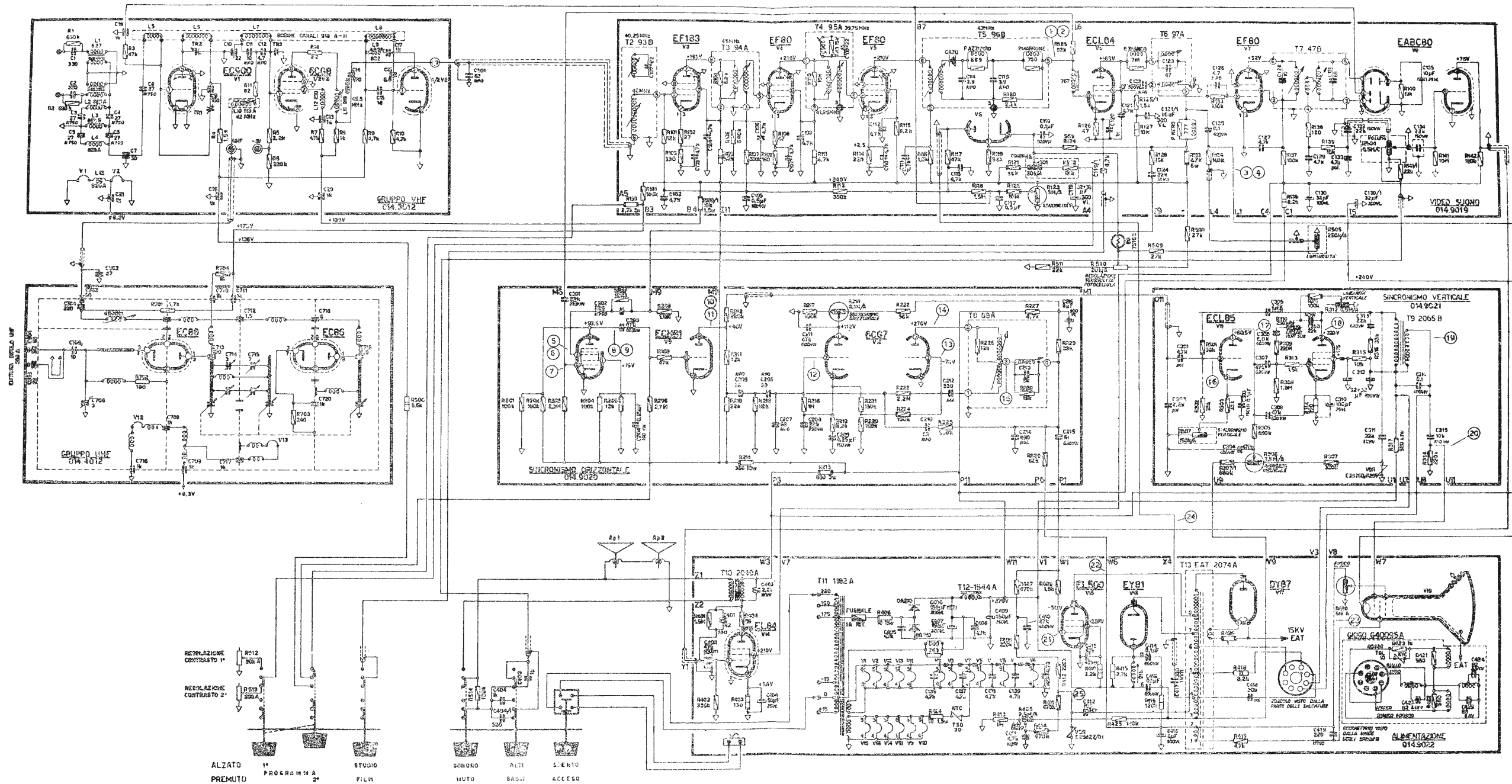



Fig. 1/0953 - Schema elettrico.

Fig. 2/0953 - Montaggio antenna L_1.

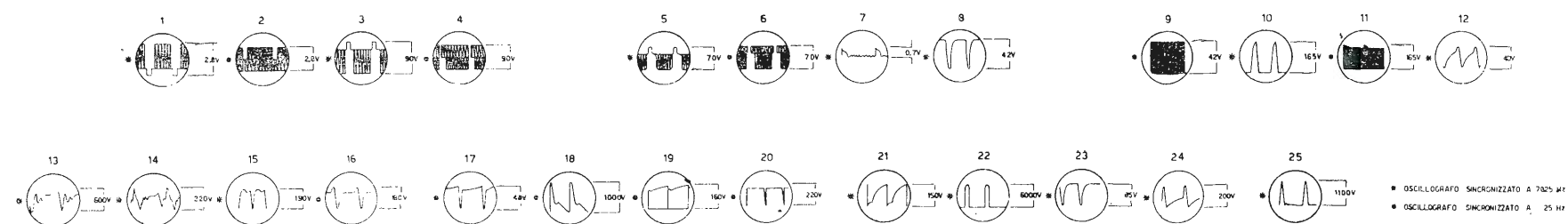
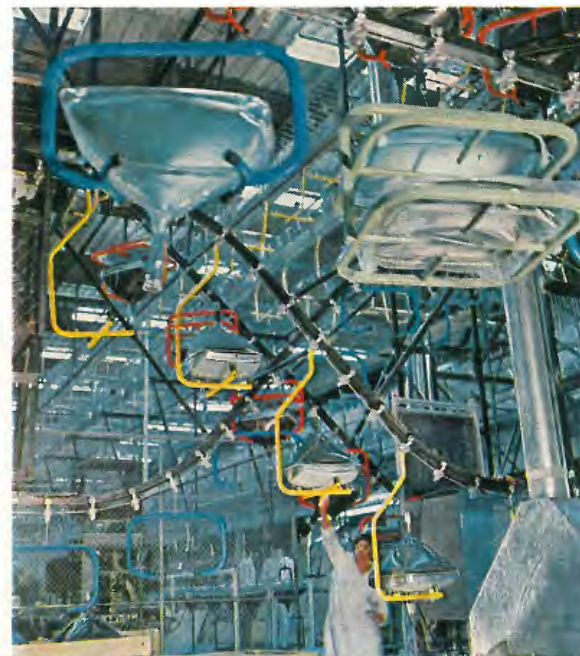
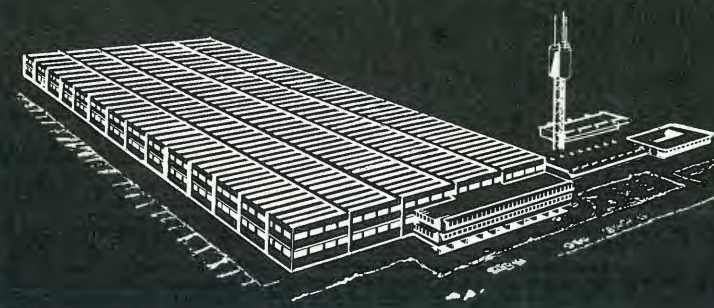
Fig. 3/0953 - Fissaggio diodi e C_4.

Fig. 4/0953 - Fissaggio condensatore variabile e manopola di sintonia.

ALLOCCHIO BACCHINI mod. 23L103 (da matr. 65001 ÷ 67000)

archivio schemi

ALLOCCHIO BACCHINI mod. 23L103 (da matr. 65001 ÷ 67000)

archivio schemi

CREATA APPOSTA
PER IL COLORE

A sud di Roma, su un'area
di 140.000 m²
di cui 20.000 già coperti,
è sorta una nuova
e grande industria europea

Esempio unico al mondo
di società creata
esclusivamente per
produrre cinescopi a colori

ergon

Sede e stabilimento: 03012
Anagni (FR) - Località Fratta Rotonda

Supertester 680 R / ATTENZIONE R come Record !!

MILANO ICE ITALY

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!!
Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano **RESISTENZE A STRATO METALLICO** di altissima stabilità con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!**

Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)
Record di precisione e stabilità di taratura!
Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!
Record di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)
Record di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)
Record di protezioni, prestazioni e numero di portate!

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

VOLTS C.A.:	11 portate:	da 2 V. a 2500 V. massimi.
VOLTS C.C.:	13 portate:	da 100 mV. a 2000 V.
AMP. C.C.:	12 portate:	da 50 μA a 10 Amp.
AMP. C.A.:	10 portate:	da 250 μA a 5 Amp.
OHMS:	6 portate:	da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
Rivelatore di REATTANZA:	1 portata:	da 0 a 10 Megaohms.
FREQUENZA:	2 portate:	da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
V. USCITA:	9 portate:	da 10 V. a 2500 V.
DECIBELS:	10 portate:	da — 24 a + 70 dB.
CAPACITA':	6 portate:	da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μF e da 0 a 20.000 μF in quattro scale.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 R** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate.
Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.**
Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura.
Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta!!!

IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetrico.
Il marchio « I.C.E. » è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti.
Essi infatti, sia in Italia che nel mondo, sono sempre stati i più puerilmente imitati nella forma, nelle prestazioni, nella costruzione e perfino nel numero del modello!!
Di ciò ne siamo orgogliosi poichè, come disse Horst Franke **« L'imitazione è la migliore espressione dell'ammirazione! ».**

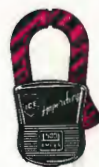
PREZZO SPECIALE propagandistico **L. 12.500** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi **BREVETTATO** permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERTESTER 680 R:** amaranto; a richiesta: grigio.

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"

PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI *Transtest* **MOD. 662 I.C.E.**
Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (β) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - **Prezzo L. 6.900** completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.

VOLTMETRO ELETTRONICO con transistori a effetto di campo (FET) **MOD. I.C.E. 660.** Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione picco-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V-C.C.; V-picco-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. - **Prezzo netto propagandistico L. 12.500** completo di puntali - pila e manuale di istruzione.

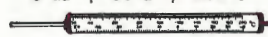
TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616 per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili; 250 mA. - 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. **Prezzo netto L. 3.900** completo di astuccio e istruzioni.

AMPEROMETRO A TENAGLIA *Amperclamp* per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - **Prezzo L. 7.900** completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)

Prezzo netto: L. 2.900

LUXMETRO MOD. 24 I.C.E. a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!

Prezzo netto: L. 3.900

SONDA PROVA TEMPERATURA istantanea a due scale:
da — 50 a + 40 °C
e da + 30 a + 200 °C

Prezzo netto: L. 6.900

SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.) **MOD. 32 I.C.E.** per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.

Prezzo netto: L. 2.000 cad.

OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO.
RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A:

VIA RUTILIA, 19/18
20141 MILANO - TEL. 531.554/5/6